

GPS/INS 超紧组合环路信息耦合模型及机理分析

谢非, 刘建业, 李荣冰, 韩志凤

(南京航空航天大学 自动化学院, 南京 210016)

摘要: 在对不同GPS/INS超紧组合模型特点分析的基础上构建超紧组合中惯性与卫星环路信息耦合模型, 提出了环路复制信号参量的外部控制方法, 论证了超紧组合模型中环路信息与惯性导航结果的耦合机理. 最后, 进行了超紧组合耦合实验验证和分析, 结果表明, 超紧组合系统环路信号参量偏差与惯性状态误差间有着紧密的内在联系和深层次的耦合机理.

关键词: GPS/INS超紧组合; 组合导航; 跟踪环路; 耦合机理

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Analysis on coupling model and mechanism of loop measurements in an ultra-tight GPS/INS integration

XIE Fei, LIU Jian-ye, LI Rong-bing, HAN Zhi-feng

(College of Automation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China. Correspondent: XIE Fei, E-mail: xiefei2009@163.com)

Abstract: An ultra-tightly coupled model and a method for controlling replica signals generation in the tracking loop are proposed based on the analysis of various ultra-tight GPS/INS integration model. Moreover, the intrinsic relationships between the loop measurements and INS navigation solutions in an ultra-tight GPS/INS Integration model are analyzed and demonstrated. Finally, the coupling experiments are carried out, and the experiment results indicate that there is an intrinsic relationship and a deep fusion mechanism between tracking loop measurements and INS navigation solutions in an ultra-tight GPS/INS integration model.

Key words: ultra-tight GPS/INS integration; integrated navigation; tracking loop; coupling mechanism

0 引言

在惯性/卫星组合导航系统不断得到推广的同时, 受高动态、抗干扰、高精度导航性能需求的推动, 卫星/惯性超紧组合 (ultra-tight GNSS/INS integration) 技术逐渐被提出, 其技术内涵和模型构建一直在不断地研究和发展之中. 超紧组合的核心是将惯性导航结果与卫星接收机中基带信号跟踪处理紧密结合于一体, 以实现惯性与卫星接收机信息的深度耦合及双向辅助. 与紧组合系统相比, 超紧组合体制的改变在提升接收机和组合导航系统性能上均有突破, 一方面可以提高卫星接收机在高动态及信号受干扰环境下的信号跟踪性能^[1], 另一方面可以进一步提高惯性/卫星组合导航系统的导航性能^[2].

目前, 国内外科研机构和人员已针对超紧组合的框架体制、模型构建、滤波方法等多个方面开展研究, 其中以美国为主, 加拿大等国家都有不同深度的研究^[3-6]. 美国 Draper 实验室是较早开展惯性/卫星超紧组合研究的单位之一, 通过超紧组合算法将 MEMS 传感器以及 GPS 接收机信息进行融合, 研制了用于信号衰减环境下的个人导航定位系统^[3]. 此外, 美国的 Honeywell 和 Rockwell Collins 公司从 2001 年开始组成超紧组合研究团队 (LLC), 采用 Honeywell 公司的矢量跟踪算法和 Collins 公司的抗干扰接收机, 开发了 GPS/INS 超紧组合系统^[4]. 美国 Auburn 大学 Lashley 所在的 GPS 和车辆动力实验室 (GAVLAB) 以及加拿大 Calgary 大学 Petovello 所在的团队一直在从事矢量跟踪和超紧组合技术的研究^[5-6]. 目前, 虽然国内外在

收稿日期: 2012-12-26; 修回日期: 2013-05-30.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61273057, 91016019); 航空科学基金项目(20100852010); 江苏高校优势学科建设工程项目; 南航基本科研业务费专项科研项目.

作者简介: 谢非(1983-), 男, 博士生, 从事卫星导航与组合导航技术的研究; 刘建业(1957-), 男, 教授, 博士生导师, 从事惯性导航及组合导航技术等研究.

超紧组合技术领域取得了一定的研究成果,但大多面向模型构建以及滤波方法研究等方面,针对超紧组合技术的本质特点以及内在耦合机理的分析研究相对较少.

本文在总结国内外不同 GPS/INS 超紧组合模型基础上,从理论上分析论证了超紧组合模型中环路信息与惯性导航结果的耦合机理,并利用所搭建的超紧组合实验平台对耦合机理进行了验证.

1 不同超紧组合模型及特点分析

在超紧组合导航系统中,通过断开卫星接收机中跟踪环路的反馈通道,利用惯性或惯性/卫星组合导航结果对接收机跟踪环路中的复制信号进行直接控制,可以有效地对由载体和卫星相对动态引起的环路内部信号相位、频率等特征量的变化进行快速响应.此特点也是超紧组合与紧组合系统的本质区别所在.最后在超紧组合中再利用组合滤波结果对惯性系统及卫星系统进行纠正,以实现惯性与卫星环路信息的深度融合及跟踪性能提升.其总体结构如图 1 所示,主要包括接收机跟踪环路、组合主滤波器、惯性系统导航解算、卫星运动状态计算以及环路 NCO 控制等功能模块.

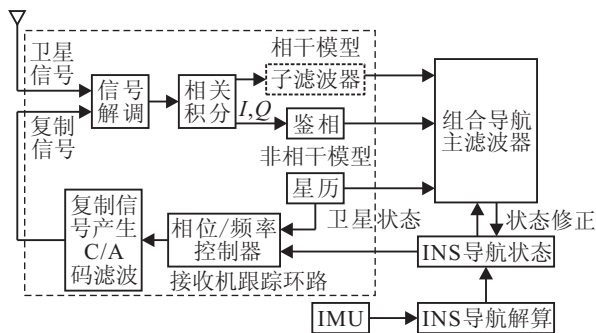


图 1 卫星/惯性超紧组合导航系统总体结构框图

从目前国内外研究状况看,不同研究人员对超紧组合技术的研究在观测量选择、模型结构、滤波器设计等方面都不尽相同^[3-7],但从系统对接收机信号的处理方式及观测量选择上看,可将超紧组合模型分为两大类^[9]:相干模型(coherent)和非相干模型(non-coherent),如图 1 所示.

在相干模型中,直接将卫星跟踪环路各通道相关器积分输出值 I 和 Q 送至组合卡尔曼滤波器作为观测量,对本地信号参量及惯性系统输出参数误差等状态量进行估计,其优点是不采用鉴相器,避免了鉴相器引入的无法建模的非线性因素.但是,由于各通道的相关器均有 6 路相关积分值输出,相干模型中系统的量测和状态阶数较高,组合滤波器的计算负荷较大.在实际处理过程中,相干超紧组合系统通常采用构建环路子滤波器(或称预处理滤波器)方式

来减小环路信息处理的运算量.此种模型的研究单位主要有 Draper 实验室^[3], Integrated guidance system LLC(Honeywell Rockwell Collins)公司^[4], Center for remote sensing 公司^[8]等.

在非相干超紧组合模型中,利用接收机到卫星视线方向上的位置和速度误差与码相位及载波频率之间的内在关系,将相关结果通过鉴相/鉴频器输出的卫星信号和本地信号中的相位和频率误差转换为伪距差和伪距率偏差,然后作为组合滤波器的观测量对惯导系统状态误差量进行估计.此种模型下,码鉴相器和载波鉴相/鉴频器输出频率一般为 1000 ~ 100 Hz,对观测量进行平均,从而可将组合卡尔曼滤波器的更新率减小到 50 ~ 10 Hz. Calgary 大学^[6]和 Auburn 大学^[7]等都采用了非相干深组合模型.事实上,相干模型中的鉴别器往往也用于环路信号参量偏差的估计,与非相干模型本质上是相同的.

从以上两种超紧组合系统模型的共同点可以看出,超紧组合方法均将接收机环路内部参量作为组合滤波器的观测量,对惯性导航误差进行状态估计,参与组合的信息层面更为深入,而惯性导航结果与真实的载体运动信息之间的误差则通过利用惯导结果控制生成的复制信号与接收信号之间的特征量差异进行估计和校正.

2 GPS/INS 超紧组合耦合模型及机理分析

2.1 超紧组合环路信号特征量模型及耦合分析

传统 GPS 接收机跟踪环路对信号的跟踪主要是借助载波跟踪环路和码跟踪环路完成的.由于受载体与卫星间的相对运动因素的影响,伪码相位及载波信号频率处于不断变化之中.从卫星接收机利用伪码相位及载波频率的变化与载体及卫星之间的相对运动是存在一定关系的,而超紧组合方法则利用了这种内在关系进行接收机环路参量及惯性导航信息间的紧密耦合及相互辅助作用.要深入理解超紧组合模式中信息融合实现的基本原理,可通过建立接收机环路数学模型的方式对环路特征量与载体运动状态之间的内在关系进行分析.

设跟踪环路处理的中频连续时间信号 $u_{IF}(t)$ 可以表示为

$$u_{IF}(t) = AD(t)S_c(t) \sin(\omega t + \theta) + n. \quad (1)$$

其中: A 为信号的幅值强度, $D(t)$ 为卫星导航数据, $S_c(t)$ 为调制 C/A 码, $\sin(\omega t + \theta)$ 为中频载波, n 表示均值为零的高斯白噪声.

经过本地即时复制码及载波信号解调后的同相及正交两路相关结果为

$$\begin{aligned}
i_p(t) &= \\
u_{IF}(t)S_c(t + \Delta t) \sin(\omega't + \theta') &= \\
AD(t)S_c(t)S_c(t + \Delta t) \sin(\omega t + \\
\theta) \sin(\omega't + \theta') + n' &= \\
A'D(t)R(\tau_P) \cos(\omega_e t + \theta_e) - \\
\cos((\omega + \omega')t + (\theta + \theta')) &+ n', \quad (2) \\
q_p(t) &= \\
u_{IF}(t)S_c(t + \Delta t) \cos(\omega't + \theta') &= \\
A'D(t)R(\tau_P)[\sin(\omega_e t + \theta_e) + \\
\sin((\omega + \omega')t + (\theta + \theta'))] &+ n'. \quad (3)
\end{aligned}$$

以上两式中的第1项均为低频成分,第2项为高频成分,而 ω_e 和 θ_e 分别为输入信号与本地信号之间的载波频率差异和初相位差异,即

$$\omega_e = \omega - \omega', \theta_e = \theta - \theta'. \quad (4)$$

首先利用积分-清除器分别对I支路和Q支路上的相关结果进行低通滤波,以消除其中的高频信号成分和噪声,提高载噪比;然后对其相关结果进行时间长达 T_{coh} (一般取1ms)的积分运算,以同相即时支路为例,积分结果为

$$\begin{aligned}
I_p(t) &= \frac{1}{T_{coh}} \int_{t_1}^{t_1+T_{coh}} i_p(t) dt = \\
\frac{1}{T_{coh}} \int_{t_1}^{t_1+T_{coh}} A'D(t)R(\tau_{pi}) \cos(\omega_e t + \theta_e) dt &= \\
\frac{2A'D(t)R(\tau_{pi})}{\omega_e T_{coh}} \sin\left(\frac{1}{2}\omega_e T_{coh}\right) \cos\left[\omega_e\left(t_1 + \frac{T_{coh}}{2}\right) + \theta_e\right]. \quad (5)
\end{aligned}$$

同理,对正交支路即时相关结果 $q_p(t)$ 积分,可得

$$\begin{aligned}
Q_p(t) &= \\
\frac{2A'D(t)R(\tau_{pi})}{\omega_e T_{coh}} \sin\left(\frac{1}{2}\omega_e T_{coh}\right) \sin\left[\omega_e\left(t_1 + \frac{T_{coh}}{2}\right) + \theta_e\right]. \quad (6)
\end{aligned}$$

其中: $R(\tau_{pi})$ 为即时码的自相关函数, τ_{pi} 为第*i*通道即时复制C/A码相位 $\tilde{\phi}_{ca,i}$ 与接收C/A码相位 $\phi_{ca,i}$ 之间的差异.超紧组合中利用惯性导航信息对复制码相位进行估计预测,复制码及接收码相位可分别由下式表示:

$$\begin{aligned}
\tilde{\phi}_{ca,i} &= \frac{\rho_{Ii}}{\lambda_{CA}}, \quad (7) \\
\phi_{ca,i} &= \frac{\rho_{Gi}}{\lambda_{CA}} = \frac{r_i + \delta t_{SVi} - \delta t_u - \delta t_{atmos} - \delta t_{mp}}{\lambda_{CA}}. \quad (8)
\end{aligned}$$

其中: ρ_{Ii} 和 ρ_{Gi} 分别为惯性导航系统及卫星接收机解算的载体位置与第*i*通道跟踪卫星之间的伪距值; λ_{CA} 为C/A码波长; r_i 为*i*通道卫星到载体的真实距离, $r_i = [(x - x_{si})^2 + (y - y_{si})^2 + (z - z_{si})^2]^{1/2}$; δt_{SVi}

和 δt_u 分别为*i*通道卫星和接收机的钟差.忽略大气传输延迟 δt_{atmos} 及多路径 δt_{mp} 因素影响,并将惯性系统计算伪距在载体真实位置处展开成一阶泰勒级数,则式(7)和(8)可转换为

$$\rho_{Ii} = \lambda_{CA} \cdot \tilde{\phi}_{ca,i} = r_i + e_{i1}\delta x + e_{i2}\delta y + e_{i3}\delta z, \quad (9)$$

$$\rho_{Gi} = \lambda_{CA} \cdot \phi_{ca,i} = r_i + \delta t_{SVi} - \delta t_u, \quad (10)$$

其中 δx 、 δy 、 δz 分别为惯性导航系统测得的ECEF坐标系下的载体位置误差.将以上两式相减,可得到以下结果:

$$\begin{aligned}
\rho_{Ii} - \rho_{Gi} &= \\
\lambda_{CA} \cdot (\tilde{\phi}_{ca,i} - \phi_{ca,i}) &= \\
\lambda_{CA} \cdot \tau_{Pi} &= \\
e_{i1}\delta x + e_{i2}\delta y + e_{i3}\delta z - \delta t_{SVi} + \delta t_u. \quad (11)
\end{aligned}$$

由于 δt_{SVi} 可由解调出的星历信息获得校正参数,一般情况下可以将此项视为已知量.以下卫星钟漂同理.同时,由式(11)可以看出,复制码与接收码之间的相位差和惯性系统导航误差在载体与卫星径向矢量方向上的分量存在一定等价关系.

卫星接收机从码环中获得与载体位置相关的码相位值,而载波环则通过多普勒频率测量值反映接收机在其与卫星径向方向上的相对运动速度大小.超紧组合中也正是利用这一特点对载波多普勒频移信息及惯性导航速度结果进行耦合,同时利用惯性导航速度信息反馈载波环路复制信号的生成控制.多普勒频移是多普勒效应在无线电领域的一种体现,其定义是:由于卫星与接收机之间的相对运动,接收机接收到的信号频率与卫星发出的信号频率存在一个差值,该差值即为多普勒频移.

下面利用GPS接收机的伪距率信号及多普勒观测值分析超紧组合的速度耦合机理.与码相位差分析方法类似,此处给出GPS接收机输出的对应通道*i*卫星的测量伪距率为

$$\begin{aligned}
\dot{\rho}_{Gi} &= -\lambda_{L_1} f_{di} = \\
\dot{r}_i + \delta f_{SVi} - \delta f_u + v_{\dot{\rho}i} &= \\
e_{i1}(\dot{x} - \dot{x}_{si}) + e_{i2}(\dot{y} - \dot{y}_{si}) + \\
e_{i3}(\dot{z} - \dot{z}_{si}) + \delta f_{SVi} - \delta f_u + v_{\dot{\rho}i}. \quad (12)
\end{aligned}$$

其中: λ_{L_1} 为 L_1 频率信号波长, f_{di} 为通道*i*卫星的载波多普勒频移, δf_{SVi} 和 δf_u 分别为卫星和接收机的时钟频漂, $v_{\dot{\rho}i}$ 为测量伪距率的观测噪声.

惯性系统导航结果相应估算的伪距率为

$$\begin{aligned}
\dot{\rho}_{Ii} &= -\lambda_{L_1} f_{di} = \\
[(x_I - x_{si})(\dot{x}_I - \dot{x}_{si}) + (y_I - y_{si})(\dot{y}_I - \dot{y}_{si}) + \\
(z_I - z_{si})(\dot{z}_I - \dot{z}_{si})] / \rho_{Ii}. \quad (13)
\end{aligned}$$

其中惯导估计载体速度结果可表示如下:

$$\dot{x}_I = \dot{x} + \delta\dot{x}, \dot{y}_I = \dot{y} + \delta\dot{y}, \dot{z}_I = \dot{z} + \delta\dot{z}.$$

将估算的卫星伪距率 $\dot{\rho}_{Ii}$ 在载体速度真值 $(\dot{x}, \dot{y}, \dot{z})$ 处展开为泰勒级数, 并忽略高阶项, 得

$$\begin{aligned} \dot{\rho}_{Ii} = & -\lambda_{L_1} f_{dIi} = \\ & e_{i1}(\dot{x} - \dot{x}_{si}) + e_{i2}(\dot{y} - \dot{y}_{si}) + \\ & e_{i3}(\dot{z} - \dot{z}_{si}) + e_{i1}\delta\dot{x} + e_{i2}\delta\dot{y} + e_{i3}\delta\dot{z}. \end{aligned} \quad (14)$$

将 $\dot{\rho}_{Ii}$ 与 $\dot{\rho}_{Gi}$ 两式相减, 得到对应 i 通道卫星的伪距率差观测方程

$$\begin{aligned} \dot{\rho}_{Ii} - \dot{\rho}_{Gi} = & \\ \lambda_{L_1}(f_{di} - f_{dIi}) = & \\ e_{i1}\delta\dot{x} + e_{i2}\delta\dot{y} + e_{i3}\delta\dot{z} - \delta f_{SVi} + \delta f_u - v_{\rho i}. \end{aligned} \quad (15)$$

在载波环路中, 一般是利用鉴频器来鉴别输入载波与复制载波之间的频率差异. 由于超紧组合中是利用惯性导航结果估计的频率分量来控制环路的复制载波信号生成, 从以下推导过程可以看出, 环路鉴频器输出的频率差值直接反映了实际接收信号与惯性导航结果控制的复制信号之间多普勒频移差异.

$$\begin{aligned} \Delta f_i = & f_{\text{carr},i} - f_{\text{rep},i} = \\ & (f_{\text{IF}} + f_{di}) - (f_{\text{IF}} + f_{dIi}) = \\ & f_{di} - f_{dIi}. \end{aligned} \quad (16)$$

将伪距率差观测方程 (15) 与式 (16) 结合, 有

$$\begin{aligned} \lambda_{L_1}\Delta f_i = & \\ e_{i1}\delta\dot{x} + e_{i2}\delta\dot{y} + e_{i3}\delta\dot{z} - \delta f_{SVi} + \delta f_u - v_{\rho i}. \end{aligned} \quad (17)$$

从式 (17) 可以看出, 复制载波信号与接收信号调制载波之间的频率偏差同样反映了惯性系统速度误差映射在载体与卫星径向矢量方向上的等价关系.

综上所述, 与传统接收机中认为不同信号通道独立运行且需要独立适应动态应力和接收机基准振荡频率漂移的观念不同, 超紧组合将接收机不同通道运行及其所输出的卫星测量值之间耦合于一体, 利用接收机位置变化在各个不同信号通道中引入相同相位误差, 以及用户动态应力在不同信号通道之间作用相同的特点对惯性及环路信息进行耦合.

2.2 GPS/INS 超紧组合环路信号控制方法及分析

与传统环路复制信号生成的控制方式不同, 超紧组合系统中环路复制信号的反馈控制与组合导航结果高度耦合, 通过利用惯导位置、速度及卫星星历等信息对复制码相位及载波频率进行估计和控制, 并利用载波环路鉴相器输出对载波相位进行相应补偿, 从而替代原有环路 NCO 控制量, 实现超紧组合系统对接收机环路信号生成的反馈控制.

在实际接收机中, 信号的接收时间 t_u 是直接

卫星接收机时钟上读出的, 而信号发射时间 t_s 的获取则是在对 C/A 码相位测量值的基础上组装起来的, 当接收机搜索并锁定了导航电文的子帧起始沿后, 可根据下式构筑信号发射时间:

$$\begin{aligned} t_s = & \text{TOW} + (30w + b) \times 0.020 + \\ & \left(cy + \frac{\phi_{\text{ca}}}{1023} \right) \times 0.001. \end{aligned} \quad (18)$$

其中: w 为当前子帧中接收机已经接收到的整个导航电文数据码的字数, TOW 为以秒为单位的周内时, b 为当前字中已经接收到电文的比特数, 而 cy 则表示当前比特中已经接收到的 C/A 码整周数. 为了更加方便地对复制码生成进行控制, 可通过间接计算码相位增量的方法调整复制码的产生. 设 $k+1$ 和 k 时刻推算的信号发射时间分别为

$$\begin{aligned} \hat{t}_{s,k+1} = & \\ t_{u,k+1} - \frac{|X_I - X_S|_{k+1}}{c} = & \\ \text{TOW} + (30w + b) \times 0.020 + c \times 0.001 + \frac{\tilde{\phi}_{\text{ca},k+1}}{f_{\text{CA}}}, \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \hat{t}_{s,k} = & \\ t_{u,k} - \frac{|X_I - X_S|_k}{c} = & \\ \text{TOW} + (30w + b) \times 0.020 + c \times 0.001 + \frac{\tilde{\phi}_{\text{ca},k}}{f_{\text{CA}}}. \end{aligned} \quad (20)$$

其中: t_u 为接收机接收信号时刻; X_I 和 X_S 分别为该时刻的惯性导航位置及卫星运动位置; c 为光速; f_{CA} 为 CA 码频率, $f_{\text{CA}} = 1.023 \text{ MHz}$. 将以上两式相减后, 可得到码相位增量估计方法如下:

$$\begin{aligned} \tilde{\phi}_{\text{ca},k+1} - \tilde{\phi}_{\text{ca},k} = & \\ (t_{u,k+1} - t_{u,k}) \cdot f_{\text{CA}} - \frac{|X_I - X_S|_{k+1} - |X_I - X_S|_k}{\lambda_{\text{CA}}}. \end{aligned} \quad (21)$$

此处得到的码相位增量包括了相邻两个时刻接收的伪码整周数及一周中的码相位估值. 实际单周期中相位控制量为式 (21) 中的后半部分增量, 与式 (7) 中推导出的码相位增量计算方式一致. 同时, 复制载波频率的计算可利用如下方式获得:

$$\begin{aligned} f_{\text{rep}} = & f_{\text{IF}} + f_{dI} = \\ f_{\text{IF}} + \Delta v_e \cdot \frac{f_{L_1}}{c} = & \\ f_{\text{IF}} + (V_I - V_S)^T \cdot \frac{X_S - X_I}{|X_S - X_I|} \cdot \frac{f_{L_1}}{c}. \end{aligned} \quad (22)$$

其中: Δv_e 为惯性解算载体与卫星之间的相对速度在二者径向方向上的投影分量, V_I 、 V_S 、 X_I 和 X_S 分别为通过惯性解算及由星历信息解算获得的载体及卫星在地心地固直角坐标系 (ECEF) 中的速度和位置, f_{IF} 为接收信号的基准载波中频频率.

2.3 载体与卫星相对运动影响信号控制量分析

GPS 卫星在离地心大约 26 560 km 的高空轨道上运行, 运行速度约为 4 000 m/s. 低动态环境下接收信号的多普勒频移范围约在 $\pm 2\ 000$ Hz 以内, 主要由卫星运动引起. 载体接收到的卫星信号参量因载体与卫星之间的相对运动而不断发生变化, 将这种相对运动进行分类, 可以分为相对接近、相对静止和相对远离 3 种情况, 如图 2 所示. 其中载体与卫星相对静止情况下接收信号的码相位增量及多普勒频移不会变化, 实际应用中也不太可能出现此种状况. 因此, 以下将针对相对接近和远离 2 种情况对环路信号控制量变化进行分析.

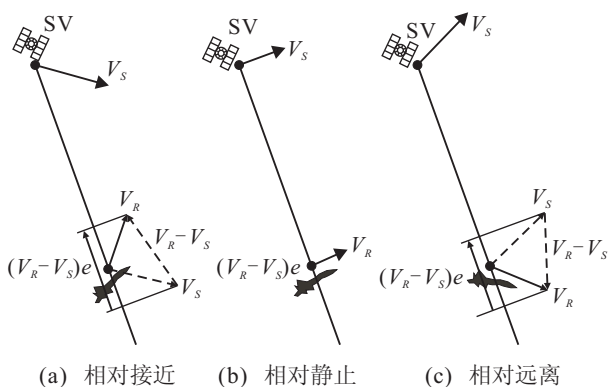


图 2 载体与卫星相对运动情况分类示意

当载体与卫星之间的空间位置为相对接近时, 从式 (21) 中后一项可知, 由相对位置变化引起的码相位

增量值为负, 而一般的环路信号控制周期为 1 ms, 故此时每周期内估计的码相位增量均大于 1 023 个码片. 同时, 载体与卫星间的相对速度 $V_R - V_S$ 在载体到卫星的径向方向上的分量 $(V_R - V_S)e$ 正好和卫星与载体间的位置矢量 $X_S - X_R$ 方向相同, 因此该情况下的环路信号多普勒频移值为正, 具体的码相位增量及载波多普勒频率估计值大小则与载体与卫星间的相对位置变化及相对径向速度大小有关. 反之, 当载体与卫星相对远离时, 复制信号的多普勒频移为负值, 预测的周期内码相位估计值会小于 1 023 码片.

由以上分析可知, 载体接收机接收到的卫星跟踪环路信号特征量变化和载体与卫星之间的相对运动有着密切的关系, 正是由于存在这种本质关系, 才使得超紧组合技术的耦合机理得以实现. 同时, 在利用惯性导航结果进行复制信号的生成控制时, 增强了跟踪环路对外部信号的抗干扰性能以及高动态适应性.

3 实验与分析

为了在实验室环境下进一步验证惯性导航结果及环路信号特征量之间的内在关系和耦合效果, 利用预先设计的动态航迹导入卫星模拟器, 生成 GPS 信号和惯性器件数据. 航迹动态过程包括滑跑、爬升、平飞等动作, 惯性器件误差分别如下: 陀螺仪常值漂移为 $0.3^\circ/h$, 白噪声均方差为 $23.76^\circ/h$, 加表常值零偏为 $100\ \mu g$, 白噪声均方差为 $0.067\ mg$, 超紧组合半物理实验仿真平台设备结构如图 3 所示.

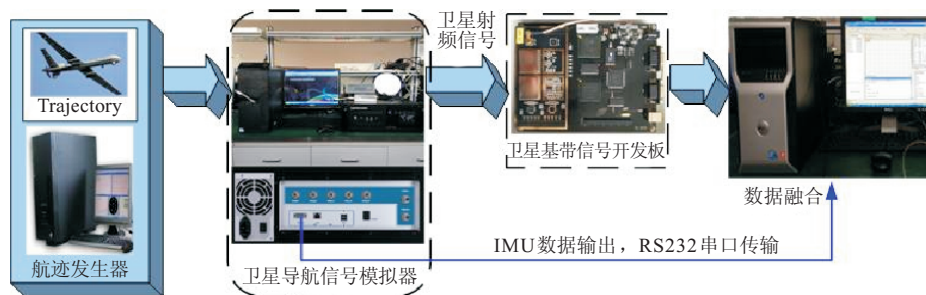


图 3 超级组合半物理仿真实验平台架构

首先, 利用估计的状态误差对惯性系统进行闭环校正, 将预测的码相位增量及多普勒频移估值与航迹推算的真实值进行对比, 如图 4 和图 5 所示.

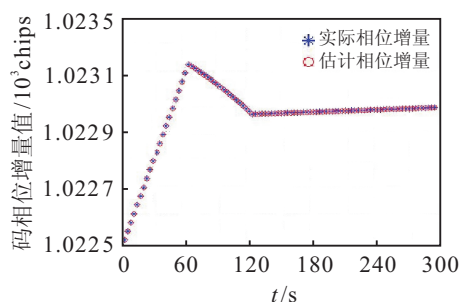


图 4 估计复制码相位增量与真实码相位增量对比

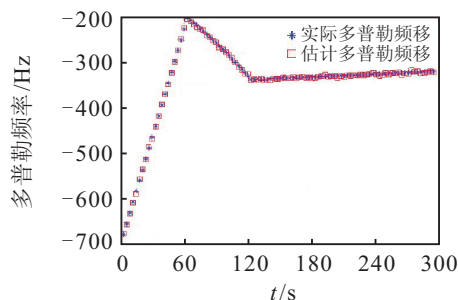


图 5 估计多普勒频率与真实多普勒对比

由图 4 和图 5 中可以看出, 预测的码相位增量及多普勒频移估值能够较好地跟踪和反映真实的参量变化趋势, 进一步验证了载体与卫星的相对运动对环

路信号控制量的影响规律.

另外, 在式 (21) 和 (22) 中代入一定惯性位置和速度误差, 忽略接收机钟差影响, 根据相位增量及频率控制量仿真实验结果进行状态误差及环路参量误差映射量的统计, 如表 1 所示.

表 1 状态误差与环路参量误差映射关系

映射参量	位置误差/m	速度误差/(m/s)	映射误差
估计码相位增量	2		3.05e-4 chips
	5	不相关	5.74e-4 chips
	10		7.92e-4 chips
估计多普勒频移		0.1	0.74 Hz
	10	0.2	1.48 Hz
		0.3	2.23 Hz

由表 1 可见, 惯性位置和速度误差映射在码相位增量及多普勒频率上的值较小, 因此短时间内惯性误差发散对预测相位及频率值影响可以忽略.

4 结 论

本文针对卫星/惯性超紧组合中惯性导航结果与接收机环路信号的耦合原理进行了深入分析, 实现了超紧组合中接收机环路信号的外部控制方法设计, 并对载体与卫星相对运动及信号控制量的变化关系进行了分析. 最后通过实验验证了利用惯性信息预测环路信号控制参量的有效性, 揭示了超紧组合模式下惯性信息与卫星跟踪环路参量的内在的耦合机理及误差映射关系.

参考文献(References)

- [1] Soloviev A, Dickman T J. Deeply integrated GPS for indoor navigation[C]. Indoor Positioning and Indoor Navigation(IPIN). Zurich, 2010: 1-9.
- [2] Schmidt G T, Phillips R E. INS/GPS integration architectures[R]. Boston: NATO RTO Lecture Series RTO-EN-SET-116, 2011.
- [3] Landis D, Thorvaldsen T, Fink B, et al. A deep integration estimator for urban ground navigation[C]. Proc of IEEE/ION PLANS. San Diego, 2006: 927-932.
- [4] Buck T M, Wilmot J, Cook M J, et al. MEMS based, deeply integrated, INS/GPS, guidance, navigation and control flight management unit[C]. Proc of IEEE/ION PLANS. San Diego, 2006: 772-794.
- [5] Lashley M, Bevlly D M, Hung J Y. Performance analysis of vector tracking algorithms for weak GPS signals in high dynamics[J]. IEEE J of Selected Topics in Signal Processing, 2009, 3(4): 661-673.
- [6] Debo Sun. Ultra-tight GPS/reduced IMU for land vehicle navigation[D]. Calgary: Department of Geomatics Engineering, Dissertation in University of Calgary, 2010.
- [7] Luke Edwards W, Benjamin J Clark, David M Bevlly. Implementation details of a deeply integrated GPS/INS software receiver[C]. Proc of IEEE/ION PLANS. Indian Wells, 2010: 1137-1146.
- [8] Dyrud L, Woessner B, Jovancevic A, et al. Ultra-tightly coupled GPS/INS receiver for TSPI applications[C]. Proc of ION GNSS. Fort Worth, 2007: 2563-2572.
- [9] Paul D Groves, Petovello M G, Lachapelle G. What are the differences between the coherent and non-coherent versions of deep integration of combined inertial navigation and GNSS systems[J]. Inside GNSS, 2008, 1(3): 26-28.
- [10] Miao Jianfeng, Chen Wu, Sun Yongrong, et al. Low C/N carrier tracking loop based on optimal estimation algorithm in a GPS software receiver[J]. Chinese J of Aeronautics, 2010, 23(1): 109-116.
- [11] 周翟和, 刘建业, 赖际舟, 等. 一种新的改进高斯粒子滤波算法及其在 SINS/GPS 深组合导航系统中的应用[J]. 控制与决策, 2011, 26(1): 85-88. (Zhou Z H, Liu J Y, Lai J Z, et al. Novel Gaussian particle filter and it's application in deeply integrated SINS/GPS navigation system[J]. Control and Decision, 2011, 26(1): 85-88.)

(责任编辑: 曹洪武)