

一种微惯性/软件接收机超紧组合方案研究

富立¹,王玲玲¹,高鹏²,郭志英¹

(1. 北京航空航天大学控制一体化技术国家级科技重点实验室,北京 100191;

2. 北京航天科工世纪卫星科技有限公司,北京 100070)

摘要: 为了改善软件接收机性能,提出一种微惯性/软件接收机非线性超紧组合方案.分析接收机跟踪环路和微惯性测量组件非线性的基础上,提出了非线性跟踪滤波器和非线性组合滤波器的设计方法.基于跑车实验数据完成了该超紧组合系统性能的试验验证.结果表明,在即时码 In-phase/Quadra-phase 信号较弱的情况下,该超紧组合跟踪环路仍保持较高的跟踪精度.

关键词: 超紧组合; 软件接收机; 微惯性测量组件; 非线性滤波

中图分类号: TN967.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 03-0660-05

System Design of an Ultra-Tight MIMU/Software Receiver Integration

FU Li¹, WANG Ling-ling¹, GAO Peng², GUO Zhi-ying¹

(1. National Key Laboratory of Science and Technology on Holistic Control, Beihang University, Beijing 100191, China;

2. The Beijing Century Satellite Inc, Beijing 100070, China)

Abstract: In order to improve the performances of software receiver, an ultra-tight Micro-Inertial Measurement Unit (MIMU)/software receiver integration method is studied. The nonlinear tracking loop filter and integrated navigation filter are designed by analyzing the nonlinear characteristics of receiver tracking loop and MIMU. The performance of closed-loop ultra-tight integrated system is evaluated by experimental software receiver and Micro-Electro-Mechanical Systems (MEMS) inertial data collected in real dynamic environments. The results show the improvement in the performance of the tracking loop in this ultra-tight aided configuration under faintish In-phase/Quadra-phase conditions.

Key words: ultra-tight integration; software receiver; MIMU; nonlinear filter

1 引言

惯性导航系统(Inertial Navigation System, INS)与卫星导航系统(Global Position System, GPS)的互补特性,使得INS/GPS组合导航系统成为当今主流导航方式.惯性导航系统与卫星导航系统的组合可分为三种不同层次的组合模式:松散组合、紧组合和超紧组合.在松散组合模式中,组合系统利用GPS输出的位置和速度信号修正INS的误差.但GPS输出位置和速度信号的相关性限制了这种组合方式的精度.紧组合系统将GPS的原始测量信号伪距和伪距率作为修正INS误差和GPS时钟误差的量测值,提高了组合系统的精度.但在组合系统中GPS接收机始终保持独立,组合后接收机的抗干扰和动态跟踪能力并没有得到改善.当GPS接收机受到干扰时,GPS无法辅助INS导致组合导航系统的精度下降.超紧组合模式是一种新兴的组合模式,它将GPS跟踪

环的In-phase/Quadra-phase(简称I/Q)信号与INS的导航参数相融合,并利用修正后的导航参数辅助GPS的跟踪环路.超紧组合模式利用惯性信息减小载波相位跟踪环的带宽,在保证动态性能的同时,增强了GPS接收机抗干扰能力并提高了组合导航系统的精度.超紧组合模式将INS和GPS进行一体化设计,实现了GPS和INS两者之间的相互辅助,可降低对INS的精度要求以及组合导航系统的成本和体积.

2 相关工作

近几年来,INS/GPS超紧组合模式成为组合导航系统的研究热点^[1~3].尤其是随着软件无线电技术的发展,GPS跟踪环路可由软件实现,使得实现GPS的I/Q信号与INS的导航参数相融合成为可能. Abbott^[4]提出了一种线性预滤波器加线性组合导航滤波器的GPS/INS超紧组合方案,该方案采用线性卡尔曼预滤波器替

代 GPS 跟踪环路滤波器,并利用组合导航滤波器修正后的 INS 信息控制 GPS 的本地载波发生器和 Coarse/Acquisition Code(简称 C/A 码)发生器。Ohlmeyer^[5]采用 GPS 软件接收机分析了这种超紧组合方案的抗干扰性和高动态适应性,指出该方案具有良好的抗干扰能力。然而,由于该方案保留了 GPS 跟踪环路的环路鉴别器,在干扰环境下 I/Q 信号中将含有较大的噪声,经环路鉴别器计算后误差积累,得到的码相位和载波相位偏移存在较大误差,此时线性预滤波器无法获得准确的伪距、伪距率以及伪距二阶导数的变化量,从而导致 GPS 跟踪环路不稳定。因此 Ohlmeyer 提出采用非线性预滤波器加线性组合导航滤波器的 GPS/INS 超紧组合方案。但是 Ohlmeyer 方案没有考虑载体动态和微惯性测量组件的非线性对超紧组合系统的影响,在较强干扰环境中仍需采用中高精度的 INS 辅助以保证较小的跟踪环路误差^[5]。为了解决这个问题,本文提出了一种基于两级非线性滤波的 MIMU/软件接收机超紧组合方案,完成软件接收机跟踪环路 I/Q 信号与微惯性测量组件信号的融合,提高超紧组合系统跟踪环路的精度,实现在干扰和动态情况下微惯性测量组件对软件接收机跟踪环路的辅助。

3 微惯性/软件接收机超紧组合方案

传统软件接收机跟踪环路一般采取非相干延迟锁定环路和科斯塔斯锁相环相结合的方案。虽然该跟踪环路方案能够获得较精确的码相位和多普勒频率估计,但对于干扰和动态环境较敏感,在高动态及低信噪比环境下,其跟踪环路容易失锁并停止工作^[6]。为了提高软件接收机在干扰和动态环境中信号的跟踪性能,本文在 Ohlmeyer 方案的基础上,提出一种如图 1 所示的基于两级非线性滤波的 MIMU/软件接收机超紧组合方案。

MIMU/软件接收机超紧组合系统由跟踪环路相关器模块、非线性跟踪环路滤波模块、非线性组合导航滤波模块、捷联惯导解算模块、辅助参数估计模块、本地载波和 C/A 码产生模块等组成。GPS 中频信号经过本地载波信号调制后得到两路 I/Q 信号,与本地伪码发生器产生的超前码、即时码和滞后码作用后获得六路相关输出。将这六路信号作为观测量引入第一级非线性跟踪环路滤波器以估计 C/A 码相位偏差、载波相位偏差、载波频率偏差、载波相位的二阶导数偏差等参数。MIMU 输出的载体角速度与加速度信息经捷联惯导解算后,与第一级非线性滤波器输出的 C/A 码相位偏差、载波频率偏差和载波相位二阶导数偏差在

第二级非线性组合导航滤波器中进行融合,估计载体位置、速度和姿态信息。利用捕获卫星的星历数据和修正后的位置、速度和加速度信息获得当前时刻 C/A 码相位偏差、C/A 码速率偏差、载波频率偏差、载波相位二阶导数偏差的最优估计,对超紧组合系统的跟踪环路进行实时调节,实现超紧组合导航系统的反馈修正。

4 两级非线性滤波器

在 MIMU/软件接收机超紧组合系统中,两级非线性滤波器的设计决定了超紧组合系统的性能。第一级非线性跟踪环路滤波器取代了传统软件接收机的延迟锁定环路和科斯塔斯锁相环;第二级非线性组合导航滤波器完成了 MIMU 对软件接收机跟踪环路的辅助。

4.1 非线性跟踪环路滤波器

如图 1 所示,超紧组合系统中的数字中频信号可表示为

$$R(t_k) = PD(t_k - \tau)C(t_k - \tau)\sin(\omega_r t_k + \phi_r) + n(t_k) \quad (1)$$

式中 P 为信号功率,视为常值; t_k 表示当前时刻; $D(t_k - \tau)$ 为导航电文; $C(t_k - \tau)$ 为 C/A 码序列; τ 为 GPS 信号从卫星到接收机天线之间传播的时间; ω_r 、 ϕ_r 为输入信号角频率及相位; $n(t_k)$ 为加性高斯白噪声。

本地载波产生器输出同相 R_I 和反相 R_Q 信号为:

$$\begin{aligned} R_I(t_k) &= \sin(\omega_e t_k + \phi_e) \\ R_Q(t_k) &= \cos(\omega_e t_k + \phi_e) \end{aligned} \quad (2)$$

式中 ω_e 和 ϕ_e 分别是本地参考信号的角频率和相位。同相支路 I 路信号可表示为:

$$I(t_k) = R(t_k) \cdot R_I(t_k) = PD(t_k - \tau)C(t_k - \tau) \cdot \sin(\omega_e t_k + \phi_e) \sin(\omega_r t_k + \phi_r) + n_I(t_k) \quad (3)$$

I 路信号与本地伪码产生器产生的早码、即时码和晚码进行相关及累加求和可得:

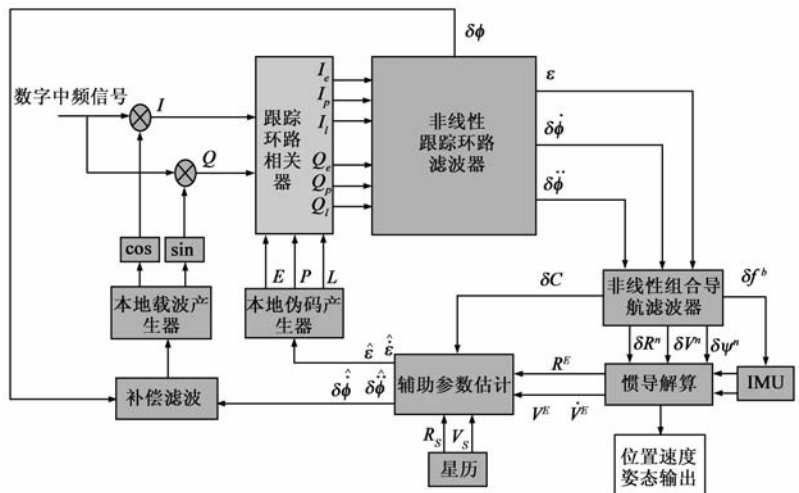


图1 微惯性/软件接收机超紧组合方案图

$$\begin{aligned}\Sigma I_E &= PD(t_k - \tau)M(\epsilon - \delta)S_I + v_1 \\ \Sigma I_P &= PD(t_k - \tau)M(\epsilon)S_I + v_2 \\ \Sigma I_L &= PD(t_k - \tau)M(\epsilon + \delta)S_I + v_3\end{aligned}\quad (4)$$

其中, $M(\epsilon - \delta)$ 、 $M(\epsilon)$ 、 $M(\epsilon + \delta)$ 分别为接收的 C/A 码序列与本地伪码产生器产生的早码、即时码和晚码相关后的结果; ϵ 为接收的 C/A 码序列与本地伪码序列的码相位偏差; δ 为 0.5 个码元; v_1 、 v_2 、 v_3 为环路噪声.

$$S_I = \sum_{k=1}^N \sin(\omega_r t_k + \phi_r) \sin(\omega_e t_k + \phi_e) \quad (5)$$

设

$$\begin{aligned}\omega_r &= \omega_e + \delta \dot{\phi} \\ \phi_r &= \phi_e + \delta \phi\end{aligned}\quad (6)$$

$$\begin{aligned}\text{则 } S_I &= - \sum_{k=1}^N \{ \cos[(2\omega_e + \delta \dot{\phi})t_k + (2\phi_e + \delta \phi)] \\ &\quad - \cos(\delta \dot{\phi} t_k + \delta \phi) \} / 2 \\ &\approx [\sin(\delta \dot{\phi} T + \delta \phi) - \sin \delta \phi] / 2 \delta \dot{\phi} \\ &= \cos(\delta \dot{\phi} T / 2 + \delta \phi) \sin(\delta \dot{\phi} T / 2) / \delta \dot{\phi} \\ &= T \text{sinc}(\delta \dot{\phi} T / 2) \cos(\delta \dot{\phi} T / 2 + \delta \phi) / 2\end{aligned}\quad (7)$$

其中 T 为累加求和时间, $\delta \phi$ 为载波相位偏差; $\delta \dot{\phi}$ 为载波频率偏差; 同理 Q 路信号与本地伪码产生器产生的早码、即时码和晚码进行相关运算及累加求和可得

$$\begin{aligned}\Sigma Q_E &= PD(t_k - \tau)M(\epsilon - \delta)S_Q + v_4 \\ \Sigma Q_P &= PD(t_k - \tau)M(\epsilon)S_Q + v_5 \\ \Sigma Q_L &= PD(t_k - \tau)M(\epsilon + \delta)S_Q + v_6\end{aligned}\quad (8)$$

其中

$$S_Q = \frac{T}{2} \text{sinc}(\delta \dot{\phi} T / 2) \sin(\delta \dot{\phi} T / 2 + \delta \phi) \quad (9)$$

整理式(4)、(7)~(9)可得观测方程为:

$$\begin{bmatrix} \Sigma I_E \\ \Sigma I_P \\ \Sigma I_L \\ \Sigma Q_E \\ \Sigma Q_P \\ \Sigma Q_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} TPD(t_k - \tau)M(\epsilon - \delta) \text{sinc}(\frac{T\delta \dot{\phi}}{2}) \cos(\frac{T\delta \dot{\phi}}{2} + \delta \phi) / 2 \\ TPD(t_k - \tau)M(\epsilon) \text{sinc}(\frac{T\delta \dot{\phi}}{2}) \cos(\frac{T\delta \dot{\phi}}{2} + \delta \phi) / 2 \\ TPD(t_k - \tau)M(\epsilon + \delta) \text{sinc}(\frac{T\delta \dot{\phi}}{2}) \cos(\frac{T\delta \dot{\phi}}{2} + \delta \phi) / 2 \\ TPD(t_k - \tau)M(\epsilon - \delta) \text{sinc}(\frac{T\delta \dot{\phi}}{2}) \sin(\frac{T\delta \dot{\phi}}{2} + \delta \phi) / 2 \\ TPD(t_k - \tau)M(\epsilon) \text{sinc}(\frac{T\delta \dot{\phi}}{2}) \sin(\frac{T\delta \dot{\phi}}{2} + \delta \phi) / 2 \\ TPD(t_k - \tau)M(\epsilon + \delta) \text{sinc}(\frac{T\delta \dot{\phi}}{2}) \sin(\frac{T\delta \dot{\phi}}{2} + \delta \phi) / 2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \\ v_6 \end{bmatrix} \quad (10)$$

由式(10)可以看出, 六路能量相关信号 ΣI_E 、 ΣI_P 、 ΣI_L 、 ΣQ_E 、 ΣQ_P 、 ΣQ_L 可实现对载波相位偏差、载波频率

偏差以及码相位偏差的观测. 在动态和干扰情况下, 载波相位的二阶导数偏差以及码频率偏差对跟踪环路的影响不容忽略. 由于载体运动不可预知, 基于 Jerk 模型建立载波相位的二阶导数偏差 $\delta \ddot{\phi}$ 和码频率偏差 $\dot{\epsilon}$ 的运动模型为:

$$\begin{aligned}\delta \ddot{\phi} &= \alpha \delta \dot{\phi} + W_3 \\ \dot{\epsilon} &= \beta \dot{\epsilon} + W_5\end{aligned}\quad (11)$$

其中, α 、 β 为机动频率 ($\alpha < 0$, $\beta < 0$); W_3 、 W_5 为零均值白噪声. 若采用载波环辅助码环的方式, 卫星信号的多普勒频移对 L_1 载波频率和 C/A 码频率的影响满足^[3]

$$\dot{\epsilon} = K_1 \delta \dot{\phi} \quad (12)$$

其中 $K_1 = 0.00064935$. 取状态估计矢量 $\mathbf{X} = [\delta \phi \quad \delta \dot{\phi} \quad \delta \ddot{\phi} \quad \epsilon \quad \dot{\epsilon}]$, 则超紧组合系统环路动态方程为:

$$\begin{bmatrix} \delta \dot{\phi} \\ \delta \ddot{\phi} \\ \dot{\epsilon} \\ \ddot{\epsilon} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha & 0 & 0 \\ 0 & K_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta \phi \\ \delta \dot{\phi} \\ \delta \ddot{\phi} \\ \epsilon \\ \dot{\epsilon} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \\ W_3 \\ W_4 \\ W_5 \end{bmatrix} \quad (13)$$

其中, W_i ($i = 1 \sim 5$) 为零均值白噪声; c 为光速; f 为 L_1 载波频率. 状态方程式(13)和量测方程式(10)组成了超紧组合系统的非线性跟踪环路滤波器.

4.2 非线性组合滤波器

非线性组合滤波器用于实现微惯性测量组件与软件接收机跟踪环路的融合. 由于微惯性测量组件的精度低, 相应解算的载体姿态、速度和位置信息存在较大误差, 尤其是航向角误差. 因此, 基于 Ψ 角法^[7] 可得导航坐标系内微惯性系统的误差方程为:

$$\begin{aligned}\delta \dot{\Psi}^n &= (\mathbf{I} - \mathbf{C}_c^c)(\omega_{\epsilon}^c + \omega_{\alpha}^c) + \mathbf{C}_c^c \mathbf{C}_b^c \delta \boldsymbol{\omega}^b \\ \delta \dot{\mathbf{V}}^n &= (\mathbf{I} - \mathbf{C}_c^c) \mathbf{C}_b^c \mathbf{f}_b^b - (2\omega_{\epsilon}^c + \omega_{\alpha}^c) \delta \mathbf{V}^n + \mathbf{C}_c^c \mathbf{C}_b^c \delta \mathbf{f}^b \\ \delta \dot{\mathbf{R}}^n &= -\omega_{\epsilon}^c \times \delta \mathbf{R}^n + \delta \mathbf{V}^n\end{aligned}\quad (14)$$

其中, $\delta \Psi^n = [\varphi_x \quad \varphi_y \quad \varphi_z]^T$, $\delta \mathbf{V}^n = [\delta v_x \quad \delta v_y \quad \delta v_z]^T$, $\delta \mathbf{R}^n = [\delta L \quad \delta \lambda \quad \delta h]^T$ 分别为姿态、速度和位置误差矢量; 上标 n 、 c 、 b 分别表示导航系、计算系和载体系, 具体定义与参考文献[7]相同; $\delta \boldsymbol{\omega}^b$ 、 $\delta \mathbf{f}^b$ 分别为微机械陀螺和加速度计误差矢量; \mathbf{f}_b^b 为比力矢量; \mathbf{C}_b^c 为计算姿态矩阵; $\delta \omega_{\epsilon}^c$ 、 $\delta \omega_{\alpha}^c$ 分别为计算地球自转角速度和位置角速度误差矢量; \mathbf{C}_c^c 为姿态误差矩阵, 在大航向角误差的情况下可表示为:

$$\mathbf{C}_c^c = \begin{bmatrix} 1 - \cos \varphi_z & -\sin \varphi_z & \varphi_y \\ \sin \varphi_z & 1 - \cos \varphi_z & -\varphi_x \\ -\varphi_y \cos \varphi_z - \varphi_x \sin \varphi_z & -\varphi_y \sin \varphi_z + \varphi_x \cos \varphi_z & 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

取加速度误差 δf_a^b 模型为:

$$\delta \dot{f}^b = \alpha_a \delta f^b + \boldsymbol{\eta} \quad (16)$$

时钟误差矢量 $\delta \mathbf{C} = [\delta l \quad \delta i]^T$ 模型为:

$$\delta \dot{\mathbf{C}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \beta_g \end{bmatrix} \delta \mathbf{C} + \boldsymbol{\zeta} \quad (17)$$

其中 α_a, β_g 为相关系数; δl 和 δi 分别为时钟偏置和时钟频漂; $\boldsymbol{\eta}, \boldsymbol{\zeta}$ 为白噪声. 取非线性组合滤波器状态矢量为:

$$\mathbf{X}_2 = [\delta \boldsymbol{\psi}^n \quad \delta \mathbf{V}^n \quad \delta \mathbf{R}^n \quad \delta \mathbf{f}^b \quad \delta \mathbf{C}]^T$$

由式(14)~(17)可得非线性组合滤波器状态方程:

$$\dot{\mathbf{X}}_2 = \mathbf{F}(\mathbf{X}_2) + \boldsymbol{\Pi} \quad (18)$$

其中 $\boldsymbol{\Pi}$ 为状态噪声矢量.

在软件接收机中, C/A 码相位偏差 ε 与伪距 ρ_C 之间满足:

$$\rho_C = c(t_N + t_{\text{nav}} + t_{\text{CA}} + \varepsilon) \quad (19)$$

其中 t_N 为 C/A 码整周模糊度, 可由微惯性导航系统提供的载体位置和卫星星历计算得到; t_{nav} 为子帧 1 的起始时间; t_{CA} 为 C/A 码起始位置时间; c 为光速. 伪距率 $\dot{\rho}_C$ 与载波频率偏差 $\delta \dot{\phi}$ 之间关系为:

$$\dot{\rho}_C = \frac{f_c \delta \dot{\phi}}{c} \quad (20)$$

其中 f_c 为软件接收机采样频率. 由式(19)可得伪距二阶导数 $\ddot{\rho}_C$ 与载波相位二阶导数 $\delta \ddot{\phi}$ 之间关系为:

$$\ddot{\rho}_C = \frac{f_c \delta \ddot{\phi}}{c} \quad (21)$$

由微惯性导航系统提供的载体位置、速度、加速度和导航电文中的卫星星历数据可得计算伪距 ρ_I 、计算伪距率 $\dot{\rho}_I$ 和计算伪距二阶导数 $\ddot{\rho}_I$. 设 $\delta \rho, \delta \dot{\rho}, \delta \ddot{\rho}$ 分别为 $\rho_I, \dot{\rho}_I, \ddot{\rho}_I$ 与 $\rho_C, \dot{\rho}_C$ 和 $\ddot{\rho}_C$ 的差值, $\delta \rho, \delta \dot{\rho}, \delta \ddot{\rho}$ 与微惯性导航系统误差和时钟误差之间的关系为:

$$\begin{bmatrix} \delta \rho \\ \delta \dot{\rho} \\ \delta \ddot{\rho} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho_I - \rho_C \\ \dot{\rho}_I - \dot{\rho}_C \\ \ddot{\rho}_I - \ddot{\rho}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \mathbf{u} \mathbf{C}_n^e & 0 & \mathbf{h}_1 \\ 0 & \mathbf{u} \mathbf{C}_n^e & 0 & 0 & \mathbf{h}_2 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{u} \mathbf{C}_n^e \mathbf{C}_b^e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta \boldsymbol{\psi}^n \\ \delta \mathbf{V}^n \\ \delta \mathbf{R}^n \\ \delta \mathbf{f}^b \\ \delta \mathbf{C} \end{bmatrix} + \boldsymbol{\Gamma} \quad (22)$$

其中 \mathbf{u} 为卫星视线单位矢量; \mathbf{C}_n^e 为导航系到地球系的坐标转换矩阵; \mathbf{C}_b^e 为载体系到导航系的坐标转换矩阵; $\mathbf{h}_1 = [1 \quad 0]$; $\mathbf{h}_2 = [1 \quad 0]$; $\boldsymbol{\Gamma}$ 为量测噪声矢量. 状态方程式(18)和量测方程式(22)构成了超紧组合系统的非线性组合滤波器, 实现对微惯性导航系统的位置、速度、姿态和加速度误差的修正.

5 超紧组合系统试验验证

为了验证 MIMU/软件接收机超紧组合系统的性能, 利用北航导航技术与控制工程实验室研发的 GPS 软件接收机和微惯性导航系统在北京城区进行了跑车实验, 如图 2 所示. 微惯性导航系统中陀螺零偏不大于 $0.5^\circ/\text{s}$, 加速度计零偏不大于 0.0098m/s^2 . 采用磁通传感器辅助微惯性测量组件, 保证微惯性导航系统的航向



图2 微惯性/软件接收机超紧组合系统实验装置

误差不大于 3° . GPS 软件接收机的跟踪环路采用非相干延迟锁定环路和二阶科斯塔斯锁相环相结合的结构, 并未采取提高传统跟踪环路动态和抗干扰性能的相应措施^[8,9]. 利用跑车过程中采集的 GPS 中频数据和 MIMU 的输出, 采用无迹卡尔曼滤波实现 MIMU/软件接收机超紧组合系统的仿真验证. 为了降低微惯性辅助造成的相关性误差对组合系统性能的影响, 取非线性跟踪环路滤波器的更新率为 50Hz, 非线性组合滤波器的更新率为 1Hz, 辅助参数估计的更新率为 1000Hz. 部

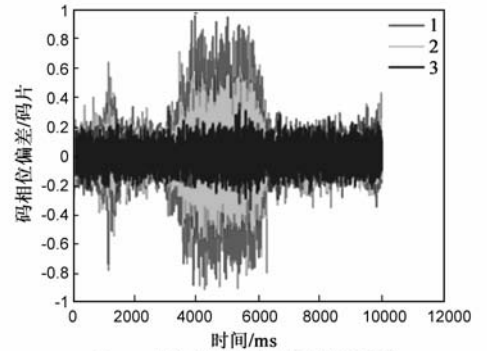


图3 三种方案估计的码相位偏差

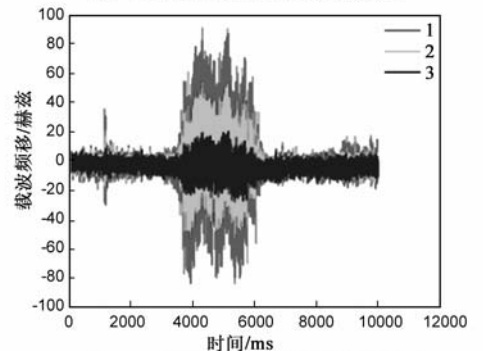


图4 三种方案估计的载波频率偏差

分仿真结果如图 3 和图 4 所示. 当即时码 I/Q 信号的相关值减小时, 传统 GPS 软件接收机跟踪环路估计的码相位和载波频率出现了剧烈跳动(如图 3 和图 4 曲线所示), 跟踪性能下降. 此结果与文献[6]中关于低信噪比环境对传统跟踪环路影响的结论相符. 而 Abbott 超紧组合方案和本文的超紧组合方案估计的跟踪环路码相位和载波频率偏差如图 3 和图 4 中曲线 2 和曲线 3 所示(输出频率为 1000Hz).

由图 3 和图 4 可以看出, 在即时码 I/Q 信号相关值较小的情况下, Abbott 超紧组合方案对码相位和载波频率的估计误差明显增大, 而微惯性/软件接收机超紧组合方案对码相位偏差的估计仍保持在 ± 0.2 个码片之内; 载波频移可控制在 20Hz 以内, 仍保持了较好的跟踪性能.

6 结论

本文在考虑载体动态和微惯性导航系统非线性的基础上, 提出了一种基于两级非线性滤波的微惯性/软件接收机超紧组合方案, 利用跑车实验数据验证了在即时码 I/Q 信号相关值较弱的情况下, 该方案的跟踪环路仍保持较高的精度. 由于跑车实验并不能完全验证本文提出方案的高动态适应性和导航定位精度, 因此下一步工作将在导航技术与控制工程实验室研发的卫星导航接收机高动态测试平台^[10]上验证微惯性/软件接收机超紧组合系统的高动态适应性和导航定位精度.

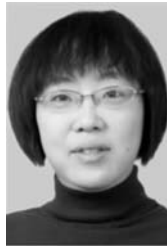
参考文献:

- [1] Babu Ravindra, Wang Jinling, Rao Gottapu. Analysis of ultra-tight GPS/INS integrated system for navigation performance [A]. International Conference on Signal Processing, Communications and Networking[C]. Chennai, India: IEEE, 2008. 234 - 237.
- [2] Andrey Soloviev, Frank van Graas. Utilizing multipath reflections in deeply integrated GPS/INS architecture for navigation in urban environments [A]. Position, Location and Navigation Symposium[C]. Monterey, CA, USA: IEEE/ION, 2008. 425 - 429.
- [3] Jeong Won Kim, Dong-Hwan Hwang, Sang Jeong Lee. A deeply coupled GPS/INS integrated Kalman filter design using a linearized correlator output [A]. Position, Location and Navigation Symposium [C]. Coronado, California, USA: IEEE/ION, 2006. 300 - 305.
- [4] Anthony S. Abbott, Walter E. Lillo. Global Positioning Systems and Inertial Measuring Unit Ultratight Coupling Method; United States [P]. United States: 6516021, 2003.
- [5] Ohlmeyer Ernest J. Analysis of an ultra-tightly coupled GPS/INS system in jamming [A]. Position, Location and Navigation Symposium[C]. Coronado, California, USA: IEEE/ION, 2006.

44 - 53.

- [6] Matthew Lashley, David M. Bevely, John Y. Hung. Performance analysis of vector tracking algorithms for weak GPS signals in high dynamics [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2009, 3(4): 661 - 673.
- [7] Kong Xiaoying. Inertial Navigation System Algorithms for Low Cost IMU [D]. Australia: The University of Sydney, 2000.
- [8] 张伯川, 张其善. 高动态接收机的关键问题研究 [J]. 电子学报, 2003, 32(12): 1844 - 1846.
ZHANG Bo-chuan, ZHANG Qi-shan. Research on the key issue about high dynamic receiver [J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 32(12): 1844 - 1846. (in Chinese)
- [9] 梁坤, 王剑, 施泮立. 高灵敏度 GPS 接收机中的互相关减轻算法研究 [J]. 电子学报, 2008, 36(6): 1098 - 1102.
LIANG Kun, WANG Jian, SHI Hu-li. Study on GPS cross correlation mitigation techniques in high sensitivity GPS receiver [J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(6): 1098 - 1102. (in Chinese)
- [10] 富立, 王君, 王玲玲. 基于 GPS 软件接收机的 GPS 硬件接收机动态环境性能测试系统 [P]. 中国专利: 200910236242.x, 2009-10-29.

作者简介:



富立 女, 1969 年 12 月出生于陕西省西安市. 现为北京航空航天大学自动化学院副教授, 研究生导师. 主要研究方向为惯性导航、卫星导航、组合导航. 获国防科技进步奖和航空科学技术奖 2 项. 在国内外发表学术论文 60 余篇. 获得国家发明专利 7 项.
E-mail: fuli@buaa.edu.cn



王玲玲 女, 1980 年 10 月出生于山东省潍坊市. 现为北京航空航天大学自动化学院实验师, 从事惯性导航、惯性元件误差补偿等方面的研究工作.
E-mail: wangling0908@163.com



高鹏 男, 1976 年 11 月出生于陕西省西安市. 现为北京航天科工世纪卫星科技有限公司高级工程师, 长期从事卫星通信和卫星导航方面工作.
E-mail: gaopeng@bcs.net.cn

郭志英 女, 1982 年 7 月出生于内蒙古集宁市. 研究生. 主要研究方向为非线性滤波. E-mail: guo_zhiying@tom.com