

文章编号: 1001-0920(2011)09-1386-05

基于自抗扰控制技术的捷联罗经对准算法

周 琪, 杨鹏翔, 秦永元

(西北工业大学 自动化学院, 西安 710129)

摘 要: 在大失准角条件下, 研究了自抗扰捷联罗经对准算法. 基于欧拉平台误差角概念建立了适用于自抗扰控制的二阶水平通道状态空间模型. 以水平速度误差作为量测实现水平姿态对准, 从稳定的水平通道指令角速度中提取方位失准角信息, 完成方位自对准. 仿真结果表明, 该对准算法可较快地实现大失准角的自对准且对准精度与经典罗经对准法相当.

关键词: 大失准角; 对准; 捷联罗经; 自抗扰控制

中图分类号: V249.32

文献标识码: A

Active disturbance rejection control technique to gyrocompass alignment of SINS

ZHOU Qi, YANG Peng-xiang, QIN Yong-yuan

(School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710129, China. Correspondent: ZHOU Qi, E-mail: zhouqis@139.com)

Abstract: The problems associated with large initial misalignment angles for the so called gyrocompass alignment of strapdown inertial navigation system(SINS) is considered. In this work, the analysis of gyrocompass alignment is approached from active disturbance rejection control (ADRC) theory point of view, which is called ADRC gyrocompass alignment. Based on Euler platform error angles nonlinear error model, the two-order state space model which is applicable to ADRC for level loop alignment is developed. The level loop command rate obtained from the level velocity error is fed into transformation matrix for integration driving the level misalignment angles to zero. When the system is leveled, the level command rate for leveling the transformation matrix is in the steady state which can be used to calculate the azimuth misalignment angle. The numerical simulation results show that the ADRC gyrocompass alignment can quickly achieve alignment independent on initial misalignment angles but with the same accuracy as the classical gyrocompass alignment.

Key words: large misalignment angles; alignment; strapdown gyrocompass; active disturbance rejection control

1 引 言

捷联惯性导航系统(SINS)在进入导航工作状态之前必须进行初始对准, 对准的精度和速度是初始对准的两项重要技术指标^[1]. 在各种对准算法中, 罗经效应是各类精对准算法研究的出发点^[2]. 而基于反馈控制理论思想的罗经法对准是罗经效应的一种最典型的应用, 反馈控制有输出反馈(如基于经典PID控制理论的经典罗经法对准^[3])和状态反馈两种. 若采用状态反馈控制时, 有些状态是不能直接量测的, 因此必须采用状态估计器估计出状态. 当把系统考虑为确定性系统时, 状态估计器采用的是状态观测器; 当把系统考虑成随机系统时, 则状态估计器采用的是卡尔曼滤波器^[4]. 采用状态估计器的罗经对准法是基于

现代控制理论发展起来的, 因此称之为现代罗经法对准. 但经典控制理论缺乏对系统模型特性的应用, 因此控制精度不高、鲁棒性不强、收敛速度慢. 而后者充分利用系统模型特性设计了非常完美的控制器(如卡尔曼滤波初始对准^[4]), 要求建立完善的系统误差模型, 另外要求系统噪声统计特性已知. 若系统模型变化或噪声特性变化, 将会导致滤波结果不准确或者错误. 而继承了经典控制理论基于误差反馈和现代控制理论模型论优点的自抗扰控制技术, 是一种不依赖于系统精确模型的新型非线性控制技术, 具有超调低、收敛速度快、精度高、抗干扰能力强及算法简单等特点, 已在诸多领域得到实际应用^[5].

近年来, 自抗扰控制在惯性导航初始对准

收稿日期: 2010-06-09; 修回日期: 2010-10-09.

作者简介: 周琪(1984—), 男, 博士生, 从事惯性导航及应用的研究; 秦永元(1946—), 男, 教授, 博士生导师, 从事惯性导航、最优估计理论等研究.

中已有大量的研究. 文献[6-7]把自抗扰控制技术用于平台惯导的静基座初始对准中, 研究结果表明该系统具有鲁棒性好、对准时间短、精度高等特点. 文献[8-9]分别研究了自抗扰控制在平台式和捷联式惯导系统动基座对准中的应用. 上述研究均与卡尔曼滤波初始对准进行了比较研究, 结果表明自抗扰控制技术可以克服卡尔曼滤波技术的使用条件的限制, 并可以估计系统的不确定性扰动. 然而, 上述研究均从惯导误差模型着手, 利用完整的误差模型建立扩张状态观测器实现对惯导误差状态的估计, 这点与现代罗经基于状态反馈的思想一致. 此外, 上述研究主要针对小失准角误差条件下的对准问题, 未涉及大失准角误差条件下的对准问题. 当失准角为大角度时, 小角度假设的线性误差模型不再成立, 基于此设计的状态观测器及反馈控制律也随之失效. 为充分发挥自抗扰控制器不依赖于系统精确模型、收敛速度快、鲁棒性强的特点, 本文着重研究自抗扰控制技术在失准角条件下的捷联惯导的快速初始对准问题.

2 SINS 非线性误差模型

记地心惯性坐标系为 i 系; 记地球坐标系为 e 系; 选取“东-北-天”(E-N-U)地理坐标系为导航坐标系, 记为 n 系; “右-前-上”坐标系为捷联惯组坐标系, 记为 b 系; 记计算平台坐标系为 n' 系. 与 n 系至 b 系的转动过程类似, n 系依次经过3次转动可得 n' 系, 假设这3次转动的欧拉平台误差角分别为 α_z, α_x 和 α_y , 记矢量 $\alpha = [\alpha_x \ \alpha_y \ \alpha_z]^T$, 速度误差 $\delta v^n = [\delta v_E^n \ \delta v_N^n \ \delta v_U^n]^T$, 则准静基座条件下 SINS 简化非线性误差模型为^[10]

$$\begin{aligned} \dot{\alpha} &= C_{\omega}^{-1}[(I - C_n^{n'})\omega_{ie}^n - \epsilon^{n'}], \\ \delta \dot{v}^n &= [I - (C_n^{n'})^T]\tilde{f}_{sf}^{n'} + (C_n^{n'})^T \nabla^n. \end{aligned} \quad (1)$$

其中 $\omega_{ie}^n = [0 \ \omega_{ie} \cos L \ \omega_{ie} \sin L]^T = [0 \ \omega_N \ \omega_U]^T$ 为地球自转角速度 ω_{ie} 在 n 系的投影, L 为当地地理纬度, $\epsilon^{n'} = C_b^{n'} \epsilon^b$ 为等效陀螺漂移, $\nabla^{n'} = C_b^{n'} \nabla^b$ 为等效加速度计偏置, $\tilde{f}_{sf}^{n'} = C_b^{n'} \tilde{f}_{sf}^b$ 为加速度计测量输出在 n' 系的投影. 令 α_i 和 $c\alpha_i (i = x, y, z)$ 分别表示 $\sin \alpha_i$ 和 $\cos \alpha_i$, 则

$$C_n^{n'} = \begin{bmatrix} c\alpha_y c\alpha_z - s\alpha_y s\alpha_x s\alpha_z & c\alpha_y s\alpha_z + s\alpha_y s\alpha_x c\alpha_z & -s\alpha_y c\alpha_x \\ -c\alpha_x s\alpha_z & c\alpha_x c\alpha_z & s\alpha_x \\ s\alpha_y c\alpha_z + c\alpha_y s\alpha_x s\alpha_z & s\alpha_y s\alpha_z - c\alpha_y s\alpha_x c\alpha_z & c\alpha_y c\alpha_x \end{bmatrix},$$

且有

$$C_{\omega}^{-1} = \frac{1}{c\alpha_x} \begin{bmatrix} c\alpha_y c\alpha_x & 0 & -s\alpha_y c\alpha_x \\ s\alpha_y s\alpha_x & c\alpha_x & -c\alpha_y s\alpha_x \\ -s\alpha_y & 0 & c\alpha_y \end{bmatrix}.$$

若将式(1)展成分量形式将会非常复杂, 但自抗

扰控制技术是不依赖于系统精确模型的非线性控制技术, 因此式(1)的水平通道可简记为如下2个2阶状态空间模型:

$$\delta \ddot{v}_E^n = f_E(\delta v_E^n, \delta \dot{v}_E^n, \alpha_x, \dot{\alpha}_x, \alpha_y, \dot{\alpha}_y, \alpha_z, \dot{\alpha}_z), \quad (2)$$

$$\delta \ddot{v}_N^n = f_N(\delta v_N^n, \delta \dot{v}_N^n, \alpha_x, \dot{\alpha}_x, \alpha_y, \dot{\alpha}_y, \alpha_z, \dot{\alpha}_z). \quad (3)$$

利用控制理论的思想, 对东向水平通道和北向水平通道分别施加 ω_{cN}^n 和 ω_{cE}^n 的指令角速度, 则式(2)和(3)可改写成如下形式:

$$\delta \ddot{v}_E^n = f_E(\delta v_E^n, \delta \dot{v}_E^n, \alpha_x, \dot{\alpha}_x, \alpha_y, \dot{\alpha}_y, \alpha_z, \dot{\alpha}_z) - g\omega_{cE}^n, \quad (4)$$

$$\delta \ddot{v}_N^n = f_N(\delta v_N^n, \delta \dot{v}_N^n, \alpha_x, \dot{\alpha}_x, \alpha_y, \dot{\alpha}_y, \alpha_z, \dot{\alpha}_z) + g\omega_{cE}^n. \quad (5)$$

3 水平姿态自抗扰对准

3.1 自抗扰控制技术

将式(4)和(5)中描述的2阶状态空间模型, 改为适用于设计自抗扰控制的一般形式的2阶状态空间模型如下:

$$\ddot{x} = f(x, \dot{x}, w(t), t) + bu(t). \quad (6)$$

依据文献[5], 设计的2阶自抗扰控制器结构(ADRC)如图1所示. 其中, 2阶跟踪微分器(TD)用于安排过渡过程并提取一阶微分信号; 3阶扩张状态观测器(ESO)由对象输出 y 和控制量 u 估计对象的状态和对象总扰动量(对象所有不确定模型和外扰作用总和 $w(t)$); 安排的过渡过程与对象状态估计量之差的适当非线性组合(NLC)以及未知扰动估计量的补偿, 生成控制信号 u ; b_0 是 b 的估计量, 是唯一与系统相关的参数.

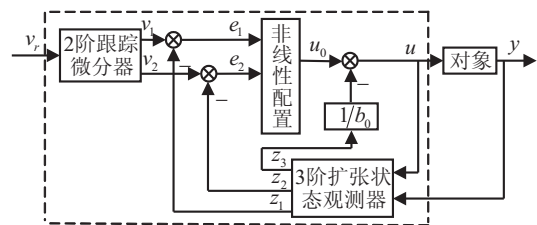


图1 2阶ADRC的结构

一种常用的2阶离散自抗扰控制算法^[5]如下所述:

1) 2阶跟踪微分器(TD)

$$\begin{cases} v_1(k+1) = v_1(k) + hv_2(k), \\ v_2(k+1) = \\ v_2(k) + hf_{han}(v_1(k) - v_r(k), c_0 v_2(k), r_0, h_0). \end{cases} \quad (7)$$

其中: h 是计算步长, $k = 1, 2, \dots$, $f_{han}(x_1, c_0 x_2, r_0, h_0)$ 是如下的非线性函数:

$$\begin{cases} \delta = r_0 h_0^2, a_0 = h_0 c_0 x_2, y = x_1 + a_0, \\ a_1 = \sqrt{\delta(\delta + 8|y|)}, \\ a_2 = a_0 + \text{sign}(y)(a_1 - \delta)/2, \\ s_y = [\text{sign}(y + \delta) - \text{sign}(y - \delta)]/2, \\ a = (a_0 + y - a_2)s_y + a_2, \\ s_a = [\text{sign}(a + \delta) - \text{sign}(a - \delta)]/2, \\ f_{\text{han}} = -r_0[a/\delta - \text{sign}(a)]s_a - r_0\text{sign}(a). \end{cases} \quad (8)$$

跟踪微分过程是由设定值(目标值) v_r 和对象能允许的过渡过程时间决定的。 $v_1(k)$ 是安排的过渡过程,而 $v_2(k)$ 是这个过渡过程的微分信号。

2) 估计状态和总扰动(ESO方程)

$$\begin{cases} e = z_1(k) - y(k), \\ f_e = f_{\text{al}}(e, 0.5, \delta), f_{e1} = f_{\text{al}}(e, 0.25, \delta), \\ z_1(k+1) = z_1(k) + h(z_2(k) - \beta_{01}e), \\ z_2(k+1) = z_2(k) + h[z_3(k) - \beta_{02}f_e + b_0u(k)], \\ z_3(k+1) = z_3(k) - h\beta_{03}f_{e1}. \end{cases} \quad (9)$$

其中

$$f_{\text{al}}(\varepsilon, \alpha, \delta) = \begin{cases} |\varepsilon|^\alpha \text{sign}(\varepsilon), & |\varepsilon| > \delta; \\ \varepsilon/\delta^{1-\alpha}, & |\varepsilon| \leq \delta. \end{cases} \quad (10)$$

ESO中的 $z_1(k)$, $z_2(k)$ 为被控对象的状态变量的估计值,而 $z_3(k)$ 为估计对象的所有不确定模型和外扰的实时总和和作用。

3) 控制量的形成(NLC)

$$\begin{cases} e_1 = v_1(k) - z_1(k), e_2 = v_2(k) - z_2(k), \\ u_0 = -f_{\text{han}}(e_1, c_1e_2, r_1, h_1), \\ u(k) = u_0 - z_3(k)/b_0. \end{cases} \quad (11)$$

在该算法中, y 为对象的输出, u 为控制量,ADRC由式(7)~(11)组成,可调参数为 $r_0, c_0, h_0, \beta_{01}, \beta_{02}, \beta_{03}, \delta, r_1, c_1, h_1, b_0$ 。虽然ADRC的可调参数较多,但根据TD, ESO和NLC的各自功能,仍可以独立地进行各部分的参数整定^[5]。

3.2 水平姿态对准

参照ADRC结构(图1),准静基座条件下,以捷联惯性导航系统的导航误差作为控制对象,以东向速度和北向速度输出作为被控对象的输出;以东向和北向理论速度作为ADRC的参考输入,以水平通道指令角速度 ω_{cN} 和 ω_{cE} 作为ADRC的输出,则SINS水平姿态自抗扰对准结构如图2所示,其中 $[v \times]$ 表示对 3×1 的向量 v 进行叉乘反对称运算。

水平姿态对准过程可简述为:以 $\tilde{C}_b^n(0) = I$ 为初值进行捷联姿态更新和速度更新,准静基座条件下速度输出即为速度误差;以东向和北向速度误差作为ADRC的输入量,分别通过东向自抗扰控制器ADRC-E和北向自抗扰控制器ADRC-N单独获得水

平姿态指令角速度 ω_{cN} 和 ω_{cE} ;经过调节控制,欧拉平台误差角 α_x 和 α_y 逐渐收敛,捷联数学平台实现调平,水平对准结束。

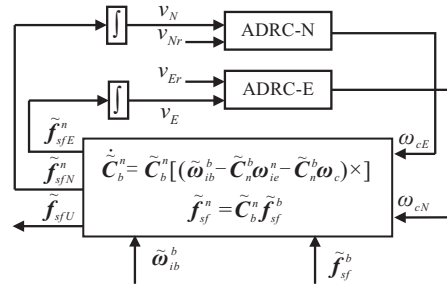


图2 水平姿态自抗扰对准结构图

水平通道调平后,因 α_x 和 α_y 为小量,忽略通道间的耦合,则水平通道误差方程简化为

$$\delta \dot{v}_E^{n'} = -g\alpha_y + \nabla_E^{n'}, \quad (12)$$

$$\delta \dot{v}_N^{n'} = g\alpha_x + \nabla_N^{n'}, \quad (13)$$

$$\dot{\alpha}_x = -\sin(\alpha_z)\omega_N - \varepsilon_E^{n'} + \omega_{cE}, \quad (14)$$

$$\dot{\alpha}_y = [1 - \cos(\alpha_z)]\omega_N - \varepsilon_N^{n'} + \omega_{cN}. \quad (15)$$

其中:式(12)和(15)构成东向水平通道,式(13)和(14)构成北向水平通道。不妨以北向水平通道对准为例阐述自抗扰控制的特性:扩张状态观测器(ESO)的 $z_1(k)$ 实时地给出北向速度误差 $\delta v_N^{n'}(k)$ 的估计; $z_2(k)$ 给出式(13)右边 $g\alpha_x + \nabla_N^{n'}$ 的估计,因 $\nabla_N^{n'}$ 不可观测,所以 α_x 的估计误差为 $\nabla_N^{n'}/g$,同经典捷联罗经对准和卡尔曼滤波对准的极限精度一致; $z_3(k)$ 给出方位欧拉平台误差角 α_z ,东向陀螺漂移 $\varepsilon_E^{n'}$ 及该方向上的所有不确定模型和外扰的实时总和和作用的估计。利用扩张状态观测器将模型的不确定性和外扰作用总和实时地进行估计,可实现水平对准过程中的动态反馈线性化;使用非线性配置(NLC)构成非线性反馈控制律可提高反馈系统的控制效率。因此,自抗扰水平姿态对准相对于经典PID水平调平对准具有更快的调节速度和更好的控制性能。东向水平对准与北向水平对准类似, α_y 的对准极限精度为 $-\nabla_E^{n'}/g$ 。

4 方位对准

与经典捷联罗经方位对准算法不同,自抗扰捷联罗经方位对准不是在北向水平通道的基础上构建罗经方位对准回路,而是从稳定的水平通道指令角速度中提取方位失准角信息^[11]。以调平后的北向水平通道为例,若令 $x_1 = \delta v_N^{n'}$, $x_2 = g\alpha_x + \nabla_N^{n'}$, $x_3 = g[-\sin(\alpha_z)\omega_N - \varepsilon_E^{n'}] + w(t)$,则北向水平通道可扩张成如下3阶系统:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2, \quad \dot{x}_2 = x_3 + g\omega_{cE}^{n'}, \\ \dot{x}_3 &= f(x_1, x_2, x_3, w(t), t), \quad y = x_1. \end{aligned} \quad (16)$$

其中 $w(t)$ 为不确定模型和外界干扰的总和, ADRC 中的 3 阶扩张状态观测器 (ESO) 可实现对 x_1, x_2, x_3 的估计. 正如 2.2 节的论述, x_3 的估计中包含方位失准角信息 $\sin \alpha_z$, 若建立的系统模型具有相当的准确度, 并假设外界干扰不存在, 则此时可直接从 x_3 中求解 $\sin \alpha_z$. 同样, 利用东向通道的扩张状态观测器可直接求解 $\cos \alpha_z$, 可构造如下修正矩阵:

$$C_{\alpha_z} = \begin{bmatrix} \cos \alpha_z & -\sin \alpha_z & 0 \\ \sin \alpha_z & \cos \alpha_z & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (17)$$

待状态估计稳定, 利用下式:

$$C_{\alpha_z}^n(t) = \tilde{C}_b^n(t) C_{\alpha_z} \quad (18)$$

对 t 时刻对应的计算姿态矩阵 $\tilde{C}_b^n(t)$ 作一次修正, 便实现了自抗扰捷联罗经的方位对准.

事实上系统模型不可能完全准确, 外界干扰也是存在, 按照上述方法直接从扩张状态观测器 (ESO) 中计算方位失准角将存在较大的误差. 上述方法仅能实现自抗扰捷联罗经的方位粗对准, 但可以快速地将大方位失准角问题转换成小失准角问题, 满足后续精对准关于模型线性化的要求. 从控制的角度出发, 对准的目的是使失准角趋于零, 但是由于存在测量误差, 对准过程并不在 $\alpha_x = \alpha_y = \alpha_z = 0$ 时结束, 而是在 $\dot{\alpha}_x = \dot{\alpha}_y = \dot{\alpha}_z = \dot{v}_E = \dot{v}_N = 0$ 或近似为 0 时结束. 若方位通道不施加指令角速度, 水平对准稳定后上述条件成立, 此时由于指令角速度 ω_{cE}, ω_{cN} 趋于稳定, 而指令角速度中恰包含了失准角信息 $\cos \alpha_z, \sin \alpha_z$, 则从这个角度可以说对准已结束. 因此考虑水平失准角的耦合作用后, $\cos \alpha_z$ 和 $\sin \alpha_z$ 的计算公式为

$$\begin{aligned} \sin \alpha_z &= (\omega_{cE} + \alpha_y \omega_U - \varepsilon_E^n) / \omega_N, \\ \cos \alpha_z &= 1 + (\omega_{cN} - \alpha_x \omega_U - \varepsilon_N^n) / \omega_N. \end{aligned} \quad (19)$$

将式 (19) 代入 (17), 并按照式 (18) 进行一次校正, 即可获得准确的姿态矩阵, 初始对准结束, 此后系统转入导航状态. 上述方法充分利用了自抗扰控制器可以对水平失准角进行估计而又不限定模型形态 (线性或者非线性) 的特点. 而经典捷联罗经不能实现对水平失准角的估计, 尽管基于卡尔曼滤波最优估计和最优控制的现代捷联罗经可实现对水平失准角的估计, 但受到模型形态的限制. 因此, 自抗扰控制技术在自抗扰捷联罗经方位对准中具有很大的优势. 由于 $\varepsilon_E^n, \varepsilon_N^n$ 未知及 C_{α_z} 的作用, α_z 的计算误差仍为 $\varepsilon_E^n / \omega_N$, 其理论对准精度与经典捷联罗经方位对准的理论对准精度一致.

5 仿真实验

为验证上述算法的有效性, 通过数值仿真对上述对准方案进行了仿真验证. 仿真条件设置为: 纬度

$L = 34^\circ$, 经度 $\lambda = 108^\circ$, 高度 $h = 450 \text{ m}$. 陀螺常值漂移为 $0.01^\circ/h$, 随机游走系数为 $0.005^\circ/\sqrt{h}$, 刻度系数误差为 90 ppm ; 加速度计常值偏置为 $3 \times 10^{-5} \text{ g}$, 随机游走系数为 $6 \times 10^{-6} \text{ g}/\sqrt{\text{Hz}}$, 刻度系数误差为 70 ppm . 按照表 1 所列干扰参数, 对失准角 $\alpha = [3^\circ \ 3^\circ \ 180^\circ]^T$ 采用经典罗经法对准和 ADRC 罗经法对准进行对准仿真, 得到的平台对准失准角误差见图 3. 其中: 实线为 ADRC 罗经法; 虚线为经典罗经法. 图 4 为图 3 中 100s 后的放大图. 仿真过程中东向水平对准通道和北向水平对准通道的自抗扰控制器参数完全相同, 其中 ADRC 更新周期 $h = 0.02 \text{ s}$, $c_0 = 1$, $r_0 = 1/h^2$, $h_0 = h$, $\beta_{01} = 1/h$, $\beta_{02} = 1/3h^2$, $\beta_{03} = 1/18^2 h^3$, $\delta = 20000$, $r_1 = 1/h$, $c_1 = 0.8$, $h_1 = 10h$.

表 1 仿真干扰参数

		x方向	y方向	z方向
角运动干扰	幅度/ $^\circ$	5	7	9
	频率/Hz	0.5	0.3	0.2
线速度干扰	幅度/(m/s)	0.05	0.05	0.05
	类型	白噪声		

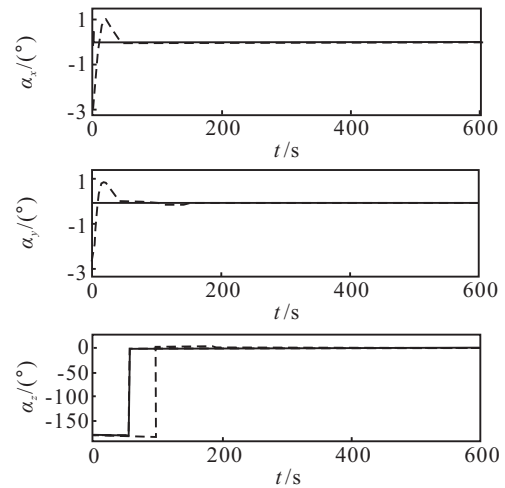


图 3 不同对准算法的失准角对准误差

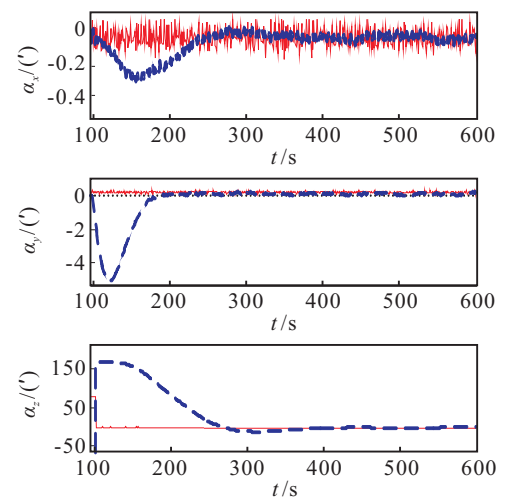


图 4 失准角对准误差放大图

由图3可以看出,经典捷联罗经对准法和ADRC罗经对准法均可实现方位失准角的快速收敛。由图4可以看出,经典罗经法有明显的振荡且收敛速度慢。经典法对准,方位需420s才能稳定,而ADRC法只需250s即可稳定。

6 结 论

将自抗扰控制技术应用于大失准角条件下的捷联惯导对准,利用自抗扰控制技术对水平通道进行校正实现水平姿态的对准,从稳定的水平通道指令角速度中提取方位失准角信息实现方位的自对准,从而形成了一套自抗扰捷联罗经对准算法。计算机仿真表明,该对准算法可实现大失准角条件下的快速对准,且精度可与经典捷联罗经对准法媲美。仿真过程发现,通过调整ADRC相关参数可以加快水平对准的收敛速度,从而缩短方位对准的时间,但收敛速度的加快仍会引起对准精度的降低。另外,从图4可以看出,与经典法相比,ADRC法水平失准角的干扰误差较大。因此,设计一种既能满足快速性要求又不损失对准精度的控制器对准算法是下一步要研究的内容。

参考文献(References)

- [1] 练军想. 捷联惯导基座对准新方法及惯导误差抑制技术研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学机电工程与自动化学院, 2007: 2-9.
(Lian J X. Research on a new moving-base alignment approach and error depression of strapdown inertial navigation system[D]. Changsha: College of Mechatronic Engineering and Automatic, National University of Defense Technology, 2007: 2-9.)
- [2] Bar-Itzhack I Y, Bermant N. Control theoretic approach to inertial navigation systems[J]. AIAA J of Guidance, 1988, 11(3): 237-245.
- [3] 李瑶, 徐晓苏, 吴炳祥. 捷联惯导系统罗经法自对准[J]. 中国惯性技术学报, 2008, 16(4): 386-389.
(Li Y, Xu X S, Wu B X. Gyrocompass self-alignment of SINS[J]. J of Chinese Inertial Technology, 2008, 16(4): 386-389.)
- [4] Frank D Jurenka. Optimum alignment of an inertial autonavigator[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 1967, 3(6): 880-888.
- [5] 韩京清. 自抗扰控制技术[J]. 前言科学, 2007, 1(1): 24-31.
(Han J Q. Auto disturbances rejection control technique[J]. Frontier Science, 2007, 1(1): 24-31.)
- [6] 宋金来, 杨雨, 许可康, 等. 自抗扰控制在惯性导航系统初始对准中的应用[J]. 中国惯性技术学报, 2001, 9(4): 11-14.
(Song J L, Yang Y, Xu K K, et al. Application of active disturbance rejection technique in initial navigation alignment of inertial navigation system[J]. J of Chinese Inertial Technology, 2001, 9(4): 11-14.)
- [7] 宋金来, 韩京清. 平台式惯导系统的快速初始对准方法的研究[J]. 中国惯性技术学报, 2002, 10(1): 25-29.
(Song J L, Han J Q. Research on a fast initial alignment method for platform inertial navigation system[J]. J of Chinese Inertial Technology, 2002, 10(1): 25-29.)
- [8] 牛立, 李莉, 赵慧, 等. 自抗扰控制技术在捷联惯导动基座初始对准中的应用研究[J]. 中国惯性技术学报, 2003, 11(6): 27-33.
(Niu L, Li L, Zhao H, et al. Application of active disturbance rejection control technique in initial alignment of SINS on moving Base[J]. J of Chinese Inertial Technology, 2003, 11(6): 27-33.)
- [9] 赵汪洋, 庄良杰, 杨功流. 自抗扰控制器在平台惯导系统动基座下初始对准应用[J]. 控制与决策, 2007, 22(2): 179-183.
(Zhao W Y, Zhuang L J, Yang G L. Application of active disturbance rejection controller in initial alignment of INS on moving base[J]. Control and Decision, 2007, 22(2): 179-183.)
- [10] 严恭敏. 捷联惯导系统动基座初始对准及其它相关问题研究[R]. 西安: 西北工业大学自动化学院, 2008: 59-81.
(Yan G M. On SINS in-movement initial alignment and some other problems[R]. Xi'an: School of Automation, Northwestern Polytechnical University, 2008: 59-81.)
- [11] Fang J C, Wang D J. A fast initial alignment method for strapdown inertial navigation system on stationary base[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 1996, 32(4): 1501-1505.

《控制与决策》被评为“RCCSE 中国权威学术期刊”

本刊讯: 在2011年8月6日~11日于河南省郑州市召开的第二届中国期刊质量与发展大会上获悉, 本刊在信息与系统科学相关工程与技术类期刊评比中排名第1, 被评为“RCCSE 中国权威学术期刊”。