

航位推算系统非线性过程处理新方法研究

王 忠, 龙 宇

(四川大学通信工程系 成都 610065)

【摘要】针对航位推算系统中利用扩展Kalman滤波方法解决非线性问题在算法复杂性上的缺陷和精度上的不稳定性,该文从数据预先处理的角度出发,合理规避线性化过程,提出一种充分利用现成Kalman滤波公式的方法,即数据进入滤波器之前就预先进行处理,获得每一组量测值,按照极坐标-笛卡儿坐标的转换方式转为相应的位置信息,再按照标准的Kalman滤波公式构建滤波器,进行状态的最优估计。计算机仿真结果证明该算法的有效性。

关键词 数据预处理; DR航位推算; 扩展Kalman滤波; 标准Kalman滤波

中图分类号 TN911.7

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2010.03.005

Study of Nonlinear Process Processing Method for DR Navigation System

WANG Zhong and LONG Yu

(Department of Communication Engineering, Sichuan University Chengdu 610065)

Abstract In dead reckoning system, the limitation of complexity and instability of precision are often encountered for nonlinear problem solved using extended Kalman filtering (EKF). A effective method is provided using fully classical Kalman filtering formula for avoiding linearization process from data pre-processing. The data is processed before filter. Each measuring observation is transformed from polar coordinates into Cartesianism coordinates, then the filtering is done according to standard Kalman filtering in order to obtain best estimation. The validity of the method is tested by computer simulation.

Key words data pre-processing; dead reckoning; extended Kalman filtering; standard Kalman filtering

用滤波方法消除GPS/DR导航系统中动态定位数据的随机误差的信号处理, Kalman滤波技术是一种重要而优良的算法。该算法从与被提取信号有关的量测量中通过算法估计出所需信号,是一种最优估计理论。无论是在GPS系统还是在DR系统中,都利用该套算法对数据进行实时处理,达到消除随机误差的目的^[1-3]。Kalman滤波理论的应用有一定的条件限制:(1)被估计的数据信号服从高斯分布,即被估计信号是由白噪声激励所引起的随机响应;(2)激励源与响应之间的传递结构(系统方程)已知,量测量与被估计量之间的函数关系(量测方程)也已知;(3)系统方程与量测方程均是线性的^[4]。在第(1)个条件满足的前提下,对于后面的条件,实际的工程应用中常无法满足,或者状态方程是非线性的,或状态方程和量测方程均是非线性的。DR系统即属于该

种情况。目前主流的解决方法是扩展Kalman滤波(EKF)^[5-8],用线性化过程解决非线性问题,但是线性化过程中的滤波精度成为影响系统滤波性能的一个不稳定点。本文从另一个崭新的角度入手,从数据预先处理方面对非线性系统的处理进行研究。

1 DR模型的建立^[9-10]

1.1 二维平面内的航位推算

将车辆运动看作地表平面上的二维运动,其位置由其在局部平面坐标系中的东向和北向位置坐标 (X, Y) 确定,二维平面内DR的原理图如图1所示。 (X_0, Y_0) 是车辆在 t_0 时刻的初始位置; (X_n, Y_n) 是车辆在 t_n 时刻的位置; R_i 、 Ψ_i 分别是车辆从 t_i 时刻位置 (X_i, Y_i) 到 t_{i+1} 时刻位置 (X_{i+1}, Y_{i+1}) 的位移和绝对航向。由图1可知,车辆在 t_n 时刻的位置可表示为:

收稿日期:2008-11-03; 修回日期:2009-09-09

基金项目:国家自然科学基金(49901013); 中国博士后基金(2005038615); 四川省科技厅应用基础项目(2008JY0043-1)

作者简介:王 忠(1964-),男,副教授,主要从事无线电导航理论及应用、无线与移动通信关键技术及网络通信理论与技术方面的研究。

$$\begin{cases} X_n = X_0 + \sum_{i=0}^{n-1} R_i \sin \psi_i \\ Y_n = Y_0 + \sum_{i=0}^{n-1} R_i \cos \psi_i \end{cases} \quad (1)$$

由式(1)可知,航位推算系统的工作有两个前提:一是要获知车辆的初始位置,二是要实时获取车辆在所有时刻的位移量与航向角。

在一般的DR系统中,利用里程计测量采样间隔 T 内的位移量,利用压电陀螺仪测量 T 间隔内车辆的航向变化角速率,再通过积分电路,得到车辆航向与真北的夹角。

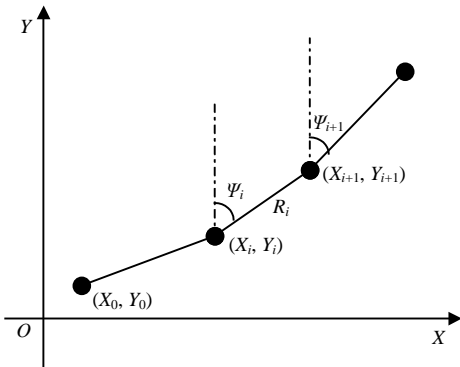


图1 二维平面内的DR原理图

1.2 系统模型的建立

1.2.1 状态方程的建立^[11-12]

状态向量取为:

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}, \mathbf{v}, \mathbf{a}]^T \quad (2)$$

离散化的运动学公式为:

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{x}(k-1) + \mathbf{v}(k-1)T(k-1) + \frac{1}{2}\mathbf{a}(k-1)T^2(k-1) \quad (3)$$

$$\mathbf{v}(k) = \mathbf{v}(k-1) + \mathbf{a}(k-1)T(k-1) \quad (4)$$

$$\mathbf{a}(k) = \mathbf{a}(k-1) + \boldsymbol{\omega}(k-1) \quad (5)$$

式中 $\mathbf{x}(k)$ 表示 k 时刻的位置; $\mathbf{v}(k)$ 表示 k 时刻速度; $\mathbf{a}(k)$ 表示 k 时刻的加速度; $T(k-1)$ 表示 $(k-1)$ 时刻到 k 时刻的时间间隔。 $\mathbf{x}(k)$ 、 $\mathbf{v}(k)$ 、 $\mathbf{a}(k)$ 均为复向量。

状态方程可写为:

$$\mathbf{X}(k) = \boldsymbol{\Phi}(k, k-1)\mathbf{f}[\mathbf{X}(k-1), k-1] + \mathbf{W}(k-1) \quad (6)$$

其中:

$$\begin{aligned} \mathbf{f}[\mathbf{X}(k-1), k-1] &= [\mathbf{x}(k), \mathbf{v}(k), \mathbf{a}(k)]^T \\ \mathbf{W}(k-1) &= [0, 0, \boldsymbol{\omega}(k-1)]^T \\ \boldsymbol{\Phi}(k, k-1) &= \begin{bmatrix} 1 & T(k-1) & T^2(K-1)/2 \\ 0 & 1 & T(K-1) \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7)$$

式中 $\boldsymbol{\omega}(k-1)$ 是服从 $(0, \sigma_a^2)$ 的高斯随机噪声序列。

1.2.2 量测方程的建立

DR系统提供了位移量 \mathbf{S} 和航向角 $\boldsymbol{\theta}$, 因此, 量测向量可取为 $\mathbf{Z} = [\mathbf{S}, \boldsymbol{\theta}]^T$, 量测方程为:

$$\mathbf{Z}(k) = \mathbf{h}[\mathbf{X}(k), k] + \mathbf{V}(k) \quad (8)$$

其中:

$$\mathbf{h}[\mathbf{X}(k), k] = [\mathbf{S}(k), \boldsymbol{\theta}(k)]^T$$

$$\mathbf{V}(k) = [\mathbf{v}_1(k), \mathbf{v}_2(k)]^T$$

\mathbf{v}_1 和 \mathbf{v}_2 为服从 $(0, \sigma_s^2)$ 和 $(0, \sigma_\theta^2)$ 的高斯随机噪声序列, 分别表示里程计和压电陀螺的随机误差。

由于状态向量所包含的是笛卡儿坐标系下的位置、速度和加速度, 而量测值为极坐标下的抽样间隔内的行驶距离和车辆航向, 故式(8)中的 $\mathbf{h}[\mathbf{X}(k), k]$ 为非线性形式。

在扩展卡尔曼滤波(EKF)的处理方式下, 在 $\mathbf{h}[\mathbf{X}(k), k]$ 状态向量 $\mathbf{X}(k)$ 的一步预测 $\mathbf{X}(k, k-1)$ 处利用泰勒(Taylor)公式展开, 忽略高阶项而仅保留一次项。在量测误差较大的情况下, 由于高阶项的舍去将造成较大的误差。针对这一问题, 有多种改进的处理方法, 如Unsented卡尔曼滤波^[1,5-6]、精确格型滤波^[3]、粒子滤波^[2]等, 它们均使得滤波精度和范围有了不同程度的提高, 如Unsented卡尔曼滤波使得高阶项的精确度达到了四阶; 粒子滤波器突破了Kalman滤波中随机噪声为高斯分布的限制, 对于非高斯分布的随机噪声处理特别适合。但在实际应用中又产生了新的问题, 滤波精度的提高是以加大系统整体的复杂度和计算量为代价的, 对于车辆自主导航这种动态的实时处理系统来说, 计算量的增大意味着实时处理难度的增加, 故其推广受到了一定的限制。能否从数据本身的特性出发, 对其进行预先处理, 从而达到绕开繁琐而不稳定的线性化过程, 是在不大幅增加系统成本和算法复杂度的前提下值得探究的新思路。

2 数据预处理的DR算法

从本质上来说, 之所以造成上一部分所述的DR数学模型非线性的原因在于系统状态向量和观测向量所在的坐标系不统一, 其位置、速度、加速度都是在笛卡儿坐标系下定义的, 而根据采样时间间隔内的车辆行驶距离和车辆航向进行的DR推算过程是在极坐标下定义的。从坐标点到距离的转换为一个非线性化过程, 即:

$$S = T\sqrt{v_e^2(k) + v_n^2(k)} \quad (9)$$

式中 S 为位移量; $v_e(k)$ 、 $v_n(k)$ 分别为东向和北向的速度。依据 k 时刻的速度瞬时值推算出车辆该时刻

的绝对航向也是一个非线性化过程, 即:

$$\theta = \arctan\left(\frac{v_e}{v_n}\right) \quad (10)$$

这种非线性过程代入滤波过程中, 是标准的Kalman无法处理的, 故只有采用繁复的EKF方式, 大量的线性化过程贯穿在滤波过程中, 造成精度和计算量上的问题。既然非线性过程是由坐标系不统一所引起的, 可在数据进入滤波器之前就预先进行处理, 使得状态向量和观测向量的坐标系一致, 即把 S 和 θ 的值按照极坐标—笛卡儿坐标的转换方式转为相应的位置信息, 即:

$$x_n(k) = x_n(k-1) + S(k) \cos \theta(k) \quad (11)$$

$$x_e(k) = x_e(k-1) + S(k) \sin \theta(k) \quad (12)$$

式中 $x_n(k)$ 和 $x_e(k)$ 分别是东向和北向的位置。 $x_n(k)$ 和 $x_e(k)$ 就变成了标准Kalman中的量测值, 可顺利地按照标准的Kalman滤波公式构建滤波器, 进行状态的最优估计。

结合文献[1]中的相关内容, 给出预先数据处理前提下的滤波公式为:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{X}}(k, k-1) = \boldsymbol{\varphi}_1(k, k-1) \hat{\mathbf{X}}(k-1) \\ \hat{\mathbf{X}}(k) = \hat{\mathbf{X}}(k, k-1) + \mathbf{K}(k)[\mathbf{Z}(k) - \mathbf{H}(k) \hat{\mathbf{X}}(k, k-1)] \\ \mathbf{K}(k) = \mathbf{P}(k, k-1) \mathbf{H}^T(k) [\mathbf{H}(k) \mathbf{P}(k) \mathbf{H}^T(k) + \mathbf{R}(k)]^{-1} \\ \mathbf{P}(k, k-1) = \boldsymbol{\varphi}(k, k-1) \mathbf{P}(k-1) \boldsymbol{\varphi}^T(k, k-1) + \mathbf{Q}(k-1) \\ \mathbf{P}(k) = [\mathbf{I} - \mathbf{K}(k) \mathbf{H}(k)] \mathbf{P}(k, k-1) \end{cases} \quad (13)$$

其中:

$$\mathbf{Z}(k) = [x_n(k) \quad x_e(k)]^T =$$

$$[x_n(k-1) + S(k) \cos \theta(k) x_e(k-1) + S(k) \sin \theta(k)]^T$$

式中 $\mathbf{Z}(k)$ 为量测量预先处理后的结果; $x_n(k)$ 和

$x_e(k)$ 是变换后的量测量; $\boldsymbol{\varphi}_1 = \begin{bmatrix} 1 & T & T^2/2 \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ 为牛

顿矩阵; $\boldsymbol{\varphi} = \begin{bmatrix} 1 & T & (\frac{T}{\tau_a} - 1 + e^{-\frac{T}{\tau_a}}) \tau_a^2 \\ 0 & 1 & (1 - e^{-\frac{T}{\tau_a}}) \tau_a \\ 0 & 0 & e^{-\frac{T}{\tau_a}} \end{bmatrix}$ 为离散化的状

态转移矩阵; $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ 为观测矩阵

(此形式为经线性化处理); \mathbf{Q} 和 \mathbf{R} 分别为离散化的系统噪声矩阵和量测噪声矩阵。

3 仿真实验

为验证算法的有效性, 本文模拟车辆的匀速直线运动进行验证。

假设车辆从(104, 30)点出发, 以 $10\sqrt{2}$ m/s 的速度沿 45° 航向做匀速直线运动, 里程计的噪声方差 $\sigma_w^2 = 0.4 / s^2$, 陀螺仪的噪声方差为 $\sigma_s^2 = 0.01 \text{ m}^2$, 采样周期 $T=0.05$ s, 测试时间为 2 000 T。比较在常规DR滤波系统(EKF)方法和对数据进行预处理, 规避线性近似的方法对位置的跟踪情况, 其中噪声参数取 v_s 为(0,0.1)、 v_θ 为(0,0.4), 实验结果如图2所示。

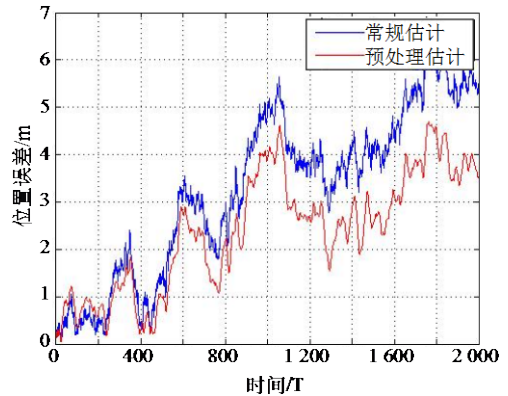


图2 EKF和预处理方法估计对位置的跟踪比较

由图2可以看出, 采用数据预处理的方法对位置的跟踪效果好于常规(EKF)方法, 证明了该算法的有效性。

4 结 论

本文采用量测数据先行处理的方式“规避”线性化过程, 简化了算法的复杂度, 与繁复的EKF相比具有一定的优势, 但是这也带来了新的问题: 由于混杂随机噪声的量测数据的非线性-线性过程预先处理, 故随机噪声也一并被处理, 标准Kalman中的加性噪声变成了复合的乘性噪声, 对标准算法中的 \mathbf{Q} 阵和 \mathbf{R} 阵的离散化确定造成了困难, 需要进一步地加以研究。

参 考 文 献

[1] PARKINSON B W, SPILKER J, ENGE P, et al. Global positioning system: theory and applications[M]. Washington, DC: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1996.
 [2] JULIER S, UHLMANN J, DURRANG-WHYTE H. A new method for the nonlinear transformation of means and covariances in filters and estimators[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2000, 45(3): 477-482.
 [3] SANJEEV A M, MASKELL S, GORDON N, et al. A

- tutorial on particle filters for online non-linear/non-gaussian bayesian tracking[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(2): 1-18.
- [4] ROBERT J, FITZGERALD. Divergence of the Kalman filter[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1971, 16(6): 736-747.
- [5] ZAHABY M, GAONJUR P, FARAJIAN S. Location tracking in GPS using Kalman filter through SMS[C]//EUROCON 2009. [S.l.]: IEEE, 2009.
- [6] SYED Z, AGGARWAL P, YANG Y, et al. Improved vehicle navigation using aiding with tightly coupled integration[C]//Vehicular Technology Conference. [S.l.]: IEEE, 2008.
- [7] SODERKVIST J. Piezoelectric beams and vibrating angular rate sensors[J]. IEEE Trans Ultrason, Ferroelect, Freq Contr, 1991, 38(4): 271-280.
- [8] BEATTY C. Land vehicle navigation—from concept to production[C]//Proc 1st Int Symp Land Vehicle Navigation. [S.l.]: [s.n.], 1984.
- [9] BROWN A K. GPS/INS uses low-cost MEMS IMU[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2005, 20(9): 3-10.
- [10] LEZNIAK T, LEWIS R, MCMILLEN R. A dead reckoning/mapcorrelation system for automatic vehicle tracking[J]. IEEE Trans Veh Technol, 1977, VT-26(1): 47-60.
- [11] JIANG Bo, HUANG Wei. Adaptive threshold median filter for multiple-impulse noise[J]. Journal of Electronic Science and Technology of China, 2007, 5(1): 70-74.
- [12] 王田, 杨士中. 带包络约束的优化滤波器设计方法[J]. 电子科技大学学报, 2006, 35(3): 298-301.
WANG Tian, YANG Shi-zhong. A design approach to optimal filter with envelope-constrained[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2006, 35(3): 298-301.

编辑 税红

· 我校科研成果介绍 ·

宽带实时频谱分析仪

ES14V61频谱分析仪基于全数字中频技术进行设计, 具有以下特点:

(1) 宽带实时信号处理: 采用高速ADC采样系统、多速率数字信号处理系统, 具有10 MHz的实时分析带宽, 可满足绝大多数数字调制分析带宽要求, 具备数字解调分析的硬件基础。

(2) 测量精度: 采用数字化中频技术, 最大限度地避免或降低了由模拟电路的重复性、温度系数、器件老化等因素导致的测试不确定度。

(3) 柔性配置(灵活的可扩展性): 基于软件无线电技术架构设计, 可方便地升级及增加功能。

(4) 系统扩展性: 采用高性能标准工业计算机和Windows操作系统, 具有丰富的外部接口, 便于组建测试系统。

该分析仪的主要功能如下:

(1) 通用频谱分析功能: 高精度、高分辨实时频谱分析, 具有光谱图显示功能。

(2) 针对频谱监测领域的EMC分析仪功能: 包括准峰值检波功能和EMC预测试分析软件。具有开放式EMC测试标准库接口, 方便用户进行标准升级。并具有专家分析功能。

(3) 针对广电领域的自动监测系统软件: 具有巡检、报警、数据管理能力、数据分级共享等功能。

(4) 针对通信产品生产线的自动测试系统软件: 为批量测试提供PASS/FAIL测试功能。通过操作面板, 用户可以根据需要编辑合适的门限, 以满足批量测试需求。

该分析仪主要针对各类通信产品或系统的研发、维护、维修需要, 解决大量常规测试任务的高性价比问题。可广泛应用于广播电视、民用电子通信设备的研发和生产测试、维护维修。可以替代进口产品或二手仪器, 为通信设备产业提供先进的、经济性的测试解决方案。