

# GPS/DR 组合系统的一种数据处理技术

林雪原<sup>1</sup> 陈玉林<sup>2</sup>

(1) 海军航空工程学院电子信息工程系, 烟台市二马路188号, 264001)

(2) 海军航空工程学院训练部, 烟台市二马路188号, 264001)

**摘要:**根据 GPS 以及 DR 的采样频率的不同, 引入量测预处理技术并用于 GPS/DR 的组合算法中, 进而建立了采用量测预处理技术的卡尔曼滤波方程。最后通过实际的动态试验, 论证了上述算法, 并得出相应的结论。

**关键词:**GPS; DR; 量测预处理; 卡尔曼滤波; 组合系统

**中图法分类号:**P228.41

就陆地车辆导航而言, GPS 定位导航系统能够提供全天候、连续实时的高精度位置和速度信息, 但 GPS 卫星信号经常受到遮挡, 有些情况下就不能实现连续准确地定位。而车辆航位推算导航系统(DR)是一种自主式的车辆导航系统, 它短时间内精度高, 但导航误差随时间积累。GPS/DR 组合导航系统可取长补短, 提高定位的可靠性与完整性<sup>[1,2]</sup>。

为了降低 GPS/DR 组合系统的计算量, 引入了量测预处理技术并进行了实际的动态跑车试验, 从而验证了系统的可行性。

## 1 GPS/DR 组合系统模型的建立

在地理(北-东-天)坐标系中, 取运动载体在东向和北向的位置、速度和加速度为状态变量, 即  $\mathbf{X} = [e \ v_e \ a_e \ n \ v_n \ a_n]^T$ , 其中,  $e, n$  分别为东向和北向的位置;  $v, a$  分别为速度、加速度; 下标  $e, n$  分别为东向与北向, 采用机动载体的“当前”统计模型建立车辆运动的系统方程<sup>[1,3,4]</sup>。

DR 系统包括陀螺仪和里程仪, 陀螺仪的输出为角速率  $w$ ; 里程表的输出量为在采样周期  $T$  内行进的距离  $S$ , 导航型 GPS 接收机的输出量为载体的位置  $e_{\text{obs}}$  和  $n_{\text{obs}}$ 。取  $w$  和  $S$  以及 GPS 输出的信息为观测量, 建立系统量测方程如下<sup>[1,3,4]</sup>:

$$\mathbf{Z} = [S, w, e_{\text{obs}}, n_{\text{obs}}]^T \quad (1)$$

经过推导后可表示为<sup>[1,3,4]</sup>:

$$\mathbf{Z}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_1(k) \\ \mathbf{Z}_2(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S(k) \\ w(k) \\ e_{\text{obs}}(k) \\ n_{\text{obs}}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi T \sqrt{v_e^2(k) + v_n^2(k)} \\ \frac{v_n(k)a_e(k) - v_e(k)a_n(k)}{v_e^2(k) + v_n^2(k)} \\ e(k) \\ n(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \epsilon_S(k) \\ \epsilon_w(k) \\ \epsilon_{e_{\text{obs}}}(k) \\ \epsilon_{n_{\text{obs}}}(k) \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中,  $\mathbf{Z}_1(k) = [S(k) \ w(k)]^T$ ;  $\mathbf{Z}_2(k) = [e_{\text{obs}}(k) \ n_{\text{obs}}(k)]^T$ ;  $e(k)$ 、 $n(k)$  分别为东向与北向的真实位置;  $\varphi$  为里程仪的标定系数。 $\boldsymbol{\epsilon}_k = [\epsilon_S \ \epsilon_w \ \epsilon_{e_{\text{obs}}} \ \epsilon_{n_{\text{obs}}}]^T \sim N(0, R_1)$ 、 $\mathbf{V}_k = [v_1 \ v_2]^T \sim N(0, R_2)$  为量测噪声。

## 2 量测预处理技术

通常滤波采样速率越高, 获得目标运动的信息也越多, 滤波精度自然也就越高。然而, 过分地提高采样速率, 将会大大地提高对计算机运行速度的要求, 增加跟踪器的造价。为了兼顾导航精度以及导航系统的成本, 一方面车载导航处理器都采用单片机或 DSP 一类的计算机; 另一方面,

人们致力于改进组合导航系统算法以保证实时性与精度,而采用量测预处理<sup>[3,5]</sup>技术可以在一定程度上解决上述问题。

## 2.1 等权平均量测预处理

根据上述分析,可以写出车辆导航系统的离散化状态方程和量测方程为<sup>[1,3,4]</sup>:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(k+1) &= \Phi(k+1, k)\mathbf{X}(k) + \mathbf{W}(k) \\ \mathbf{Z}(k+1) &= \mathbf{h}[\mathbf{X}(k+1), k+1] + \mathbf{V}(k+1) \end{aligned} \quad (3)$$

式中,  $\Phi(k+1, k)$  为状态转移矩阵;  $\mathbf{W}(k)$ 、 $\mathbf{V}(k+1)$  分别为状态噪声和量测噪声矩阵, 且不相关。

设在每一采样周期内对目标进行  $M$  次测量, 量测序列为:

$$\left\{ Z\left(k+\frac{1}{M}\right), \dots, Z\left(k+\frac{i}{M}\right), \dots, Z\left(k+\frac{M}{M}\right) \right\} \quad (4)$$

定义这  $M$  次量测的等权平均残差为  $\mathbf{d}_{pm}(k+1)$ , 由标准卡尔曼滤波方程可得如下关系:

$$\mathbf{d}_{pm}(k+1) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \left\{ h \left[ X\left(k+\frac{i}{M}, k+\frac{i}{M}\right) \right] - h \left[ \hat{X}\left(k+\frac{i}{M}/k, k+\frac{i}{M}\right) \right] \right\} + \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \mathbf{V}\left(k+\frac{i}{M}\right)$$

上式第三行最后一项为等权平均量测噪声  $\mathbf{V}_{pm}(k+1)$ , 其协方差矩阵为:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{pm}(k+1) &= E[(\mathbf{V}_{pm}(k+1) \mathbf{V}_{pm}^T(k+1))] = \\ &= E \left[ \frac{1}{M^2} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \mathbf{V}\left(k+\frac{i}{M}\right) \mathbf{V}^T\left(k+\frac{j}{M}\right) \right] = \\ &= \frac{1}{M} \mathbf{R}(k+1) \end{aligned} \quad (5)$$

式中,  $\mathbf{R}(k+1)$  为测量噪声  $\mathbf{V}(k)$  的协方差阵。显然, 等权平均残差中随机测量噪声已大大减小。用这种包含更多目标信息而量测噪声影响更小的等权平均残差代替一次量测残差来计算目标状态估值, 无疑会大大提高跟踪器的估计精度。

## 2.2 变权平均量测预处理

为了加强最新量测数据对滤波的作用, 常采用变权平均量测预处理。定义  $M$  次量测的变权平均残差为  $d_{vm}(k+1)$ , 则有:

$$\begin{aligned} d_{vm}(k+1) &= \frac{\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M i \cdot d\left(k+\frac{i}{M}\right)}{\sum_{i=1}^M i} = \\ &= \frac{1}{\sum_{i=1}^M i} \cdot \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M i \cdot \left\{ \mathbf{h} \left[ \mathbf{X}\left(k+\frac{i}{M}, k+\frac{i}{M}\right) \right] - \right. \\ &\quad \left. \mathbf{h} \left[ \hat{X}\left(k+\frac{i}{M}/k, k+\frac{i}{M}\right) \right] \right\} + \mathbf{V}_{vm}(k+1) \end{aligned}$$

其中,  $\mathbf{V}_{vm}(k+1)$  为变权平均量测噪声:

$$\mathbf{V}_{vm}(k+1) = \frac{\sum_{i=1}^M i \cdot \mathbf{V}\left(k+\frac{i}{M}\right)}{\sum_{i=1}^M i} \quad (6)$$

其协方差阵为:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{vm}(k+1) &= E[\mathbf{V}_{vm}(k+1) \mathbf{V}_{vm}^T(k+1)] \\ &= \frac{\sum_{i=1}^M i^2}{\left(\sum_{i=1}^M i\right)^2} \cdot \mathbf{R}(k+1) \end{aligned} \quad (7)$$

## 2.3 采用量测预处理技术的卡尔曼滤波

采用量测预处理后, 卡尔曼滤波方程<sup>[1,6,7]</sup>需要作一定修改:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{X}}(k, k-1) = \Phi(k, k-1) \hat{\mathbf{X}}(k-1) \\ \hat{\mathbf{X}}(k) = \hat{\mathbf{X}}(k, k-1) + \mathbf{K}(k) \mathbf{d}(k) \\ \mathbf{P}(k, k-1) = \Phi(k, k-1) \mathbf{P}(k-1) \\ \quad \Phi'(k, k-1) + \mathbf{Q}(k-1) \\ \mathbf{K}(k) = \mathbf{P}(k, k-1) \mathbf{H}^T(k) [\mathbf{H}(k) \mathbf{P}(k, \\ \quad k-1) \mathbf{H}^T(k) + \mathbf{R}(k)]^{-1} \\ \mathbf{P}(k) = [\mathbf{I} - \mathbf{K}(k) \mathbf{H}(k)] \mathbf{P}(k, k-1) \end{cases} \quad (8)$$

同时, 在式(8)中  $\mathbf{H}(k)$  定义为式(3)中矩阵  $\mathbf{h}$  的雅克比矩阵<sup>[8]</sup>:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(k) &= \mathbf{H}(k, \hat{\mathbf{X}}(k, k-1)) = \\ &= [\nabla_{\mathbf{X}} \mathbf{h}(k, \mathbf{X})]_{\mathbf{X}=\hat{\mathbf{X}}(k, k-1)}' = \frac{\partial \mathbf{h}[\mathbf{X}(k), k]}{\partial \mathbf{X}} \Big|_{\mathbf{X}=\hat{\mathbf{X}}(k, k-1)} \end{aligned} \quad (9)$$

观测矩阵滤波方程中的新息  $\mathbf{d}(k)$  和量测噪声矩阵  $\mathbf{R}(k)$  分别有所改变。若采用等权平均量测预处理,  $\mathbf{d}(k)$  和  $\mathbf{R}(k)$  分别用  $d_{pm}(k+1)$ 、 $R_{pm}(k+1)$  代入计算; 若采用变权平均量测预处理,  $\mathbf{d}(k)$  和  $\mathbf{R}(k)$  分别用公式  $d_{vm}(k+1)$ 、 $R_{vm}(k+1)$  代入计算。

从  $d_{pm}(k+1)$ 、 $d_{vm}(k+1)$  的计算公式可以看出, 在计算平均残差时需要计算  $M$  次量测时刻的目标状态预测值, 即需  $M$  次一步状态转移计算。对时变系统来说, 这样的计算量很大, 但从实际应用背景来看, 滤波采用周期  $T$  往往很小, 完全可以假设目标在  $T$  内按匀加速运动, 从而  $M$  次状态转移计算能够得以简化。

## 3 试验分析及结论

为了验证上述算法, 在某地进行了动态试验, 其中 GPS 接收机每秒钟给出一次定位信息, 而 DR 系统每秒钟采集 10 次传感器信息, 实际组合时采取了等权平均量测预处理技术。

图 1(a)是滤波周期为 1 s 时的组合跑车路线, 它是实际跑车路线的局部放大, 此时没有采用

量测预处理。图中点画线分别是卡尔曼滤波中一次预测位置和GPS位置,而中间的实线是卡尔曼滤波的组合位置。图1(b)是滤波周期为3 s的组合跑车路线,此时分别对DR以及GPS的量测信息进行量测预处理。

根据试验结果,可以得出如下结论:①采用该算法后,当加大组合滤波算法的周期时,将会降低精度,但是精度损失的程度可忽略不计。②采用该算法后,使得滤波的计算量降低为原来的三分之一。③当采用变权平均预处理技术时,数据处理的结果与采用等权平均预处理技术基本相同。④采用该算法,在保证系统精度的前提下,可有效地降低系统的成本。

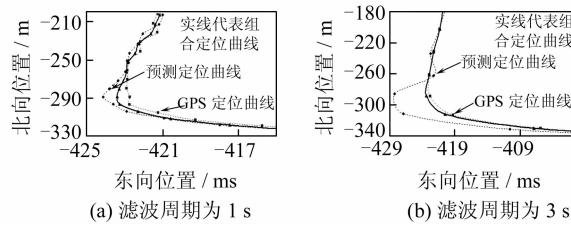


图1 试验结果

Fig. 1 Test Result for Filtering Periodic

## 参 考 文 献

- [1] 万德钧,房建成,王庆. GPS 动态滤波的理论、方法及其应用[M]. 南京:江苏科学技术出版社,2000
- [2] 房建成,万德钧. GPS 组合导航系统在车辆导航中的应用[J]. 东南大学学报,1996,26(3):96-102
- [3] 周洪仁,敬忠良,王培德. 机动目标跟踪[M]. 北京:国防工业出版社,1991
- [4] Lezniak T W, Lewis R W, Mcmilleii R A. A Dead Reckoning/Map Correlation System for Automatic Vehicle Tracking[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1977, 26(1):47-60
- [5] 何友,修建娟,张晶炜,等. 雷达数据处理及应用[M]. 北京:电子工业出版社,2006
- [6] 袁硕. 基于微小型计算机的新型车辆导航系统研究[D]. 南京:南京航空航天大学,2004
- [7] 袁信,俞济祥,陈哲. 导航系统[M]. 北京:航空工业出版社,1993
- [8] 何友,王国宏. 多传感器信息融合及应用[M]. 北京:电子工业出版社,2000

第一作者简介:林雪原,博士,副教授,目前从事数据融合、雷达定位、捷联惯性以及组合导航系统的研究。

E-mail:linxy\_ytcm@126.com

## GPS/DR Integration Algorithm Based on Technique of Measurement Disposal in Advance

LIN Xueyuan<sup>1</sup> CHEN Yulin<sup>2</sup>

(1) Department of Electronic Engineering, Naval Aeronautical Engineering Institute, 188 Erma Road, Yantai 264001, China

(2) Department of Training, Naval Aeronautical Engineering Institute, 188 Erma Road, Yantai 264001, China)

**Abstract:** Because GPS can not realize continuous and accurate position in the city and the vehicle dead reckoning system (DR) has the self-help in calculating the position, the state and measurement equations for the GPS/DR integrated system is proposed. Based on this. According to the different sampling frequency of GPS and DR, the technique of measurement in advance is introduced and used in the algorithm of GPS/DR integrated system, then the Kalman filtering equations are erected using the technique of measurement in advance, finally the above algorithm is validated by the practical dynamic experiment, and the corresponding conclusions are made.

**Key words:** GPS; DR; measurement in advance; Kalman filter; integrated system

**About the first author:** LIN Xueyuan, Ph.D, associate professor. He majors in data fusion, radar position, inertial technology and integrated navigation system.

E-mail: linxy\_ytcm@126.com