

中国全球定位系统技术应用协会
第三届年会

论文集

(1998)

中国全球定位系统技术应用协会 主办

中国全球定位系统技术应用协会

第三届年会

论文集

(1998)

中国全球定位系统技术应用协会 主办

目 次

低成本 GPS 姿态测量的试验研究.....	袁信 胡国辉 段志勇 (1)
GPS 监控系统的多种通信平台	范鹏 邬亮 高建荣 (6)
载波相位差分 GPS/惯性组合导航	杨春钧 袁信 (8)
马克 X 差分定位在重力普查中的应用.....	樊德仁 程宝学 郑毅 (14)
车辆导航与监控中 GPS/GIS 实时定位配准误差分析.....	陆锋 崔伟宏 (21)
GPS 广域增强系统的电离层延迟网络校正法	王永澄 黄建宇 (29)
GPS 与 GLONASS 系统之间的转换参数	高星伟 李毓麟 (35)
隔河岩水库大坝外观变形 GPS 监测系统	徐绍铨 (43)
在 IGS 核心站框架下城市 GPS 三维形变监测网资料处理	王解先 (51)
GPS 跟踪站观测的初步结果所揭示的板内及板缘地壳水平运动	李延兴 胡新康 赵承坤 王敏 (56)
民用双频制 GPS 的发展前景	周其焕 (67)
车载导航 GPS 产业	尹连旺 周春平 李京 (72)
发展我国 GPS 车载导航产业, 振兴民族经济	周儒欣 (77)
GPS 车辆监控系统在公安车辆管理中的应用	高建荣 (82)
公用蜂窝网在车辆定位跟踪调度指挥系统中的应用	曹冲 (86)
GPS 在城市公交 ITS 中的应用研究	黄溅华 张国伍 姚光圻 (95)
海上 110 报警服务指挥系统	张彦明 (100)
GPS 及其在森林资源管理中的应用	武红敢 张建军 王富贵 高树 曹晓东 (108)
GPS 三维信息在山区航测成图中的应用.....	潘宝玉 傅文祥 钟全保 李翠华 (112)
GPS 在海洋导航定位中的开发应用... ..	常庆生 唐四元 常青 (117)
卫星测量现状与展望 (提纲)	谢世杰 (122)

广域差分 GPS 接收机的海上实验	刘晖 叶世榕 (126)
GPS、GIS、电子及无线电集成技术在 ITS 中的应用	刘晖 阎晖 (144)
GPS 测量与国际地球参考框架 (ITRF)	董鸿闻 (151)
高精度 GPS 导航的状态随机模型分析	葛茂荣 葛胜杰 过静琚 (155)
THRTK 软件及其实验结果	过静琚 葛胜杰 葛茂荣 (159)
香港青马大桥 GPS 监测位移实验研究	过静琚 江见鲸 商瑞斌 李启光 谭国焕 (163)

附录

赴美参加“导航 2000”国际会议考察报告	中国 GPS 技术应用协会代表团 (167)
“GPS 应用及产业发展”考察报告	原电子部 GPS 专家组 (178)

低成本GPS姿态测量的试验研究

袁信 胡国辉 段志勇

南京航空航天大学自动控制系统

摘要: 本文对GPS姿态测量进行了试验研究,在试验过程中,对Motolora VP oncore GPS双天线和Rockwell Jupiter OEM 板三天线采集的数据进行了处理,并给出了试验结果和分析。

一、前言

从八十年代末开始,利用GPS测飞机的航向和姿态成为GPS的又一应用领域。1989年进行了第一个利用GPS载波相位差分测量的非实时飞机航向和俯仰的试验,基线长为23米,航向和俯仰的误差低于0.0057度。在Ohio大学和Ashtech公司合作下1991年进行了这种试飞。

1992年美国Stanford大学的Clark E. Cohen博士等在一个双引擎螺旋桨飞机上试飞了GPS航向姿态系统,动态飞行情况下和同机的惯性导航系统(航姿精度为0.05度 RMS)相比较,其航姿误差优于0.1度的。试验中所选的三条基线长度分别为11米、8米和11米,并且考虑了机体的弹性变形。

和惯性导航系统相比,GPS航向姿态系统成本低,体积小,重量轻,功耗少;但数据率低,可靠性受飞机机动影响,而且不是完全自主式的航姿系统。但作为一种航向姿态传感器无疑给导航增加了一种新的测量方法,它的出现可以作为一个传感器参与组合导航系统,也可以作为单独的航姿系统用于低动态或民用场合;它的快速性可辅助惯性导航系统进行初始对准,它的高精度还可用于机体弹性变形量的估计,等等。目前市场上出现的GPS航姿系统,如NovAtel的Beeline System、Trimble的TANS vector和Ashtech的AUD2均价格相当昂贵。本文对低成本GPS姿态测量进行了试验研究,并对Motolora VP oncore GPS双天线和Rockwell Jupiter OEM 板三天线采集的数据进行了处理,并给出了试验结果和分析。

二、GPS载波相位姿态测量原理

如图 2-1 所示, A, B 为两天线,由 AB 所决定的基线称为基线 1,记为 $\vec{b}$, $\vec{e}_p$ 为基线中点指向 GPS 卫星 p 的单位矢量。因为基线长度远小于 20000Km 的距 GPS 卫星距离,所以由天线 A 指向 GPS 卫星的单位矢量和由天线 B 指向 GPS 卫星的单位矢量可看做相同,都等于 $\vec{e}_p$ 。

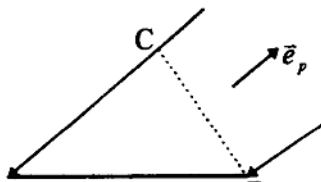


图 2-1

同样由于基线长度 A 远小于天线和 B GPS 卫星的距离，所以，可将 GPS 信号的波前 看做是平面波。若近似取天线到 GPS 卫星的距离为 20000Km，则对于 10 米长的基线，把 GPS 信号波前看做平面波和球面波仅差 0.0025 毫米。基线长度为 100 米，误差也仅为 0.25 毫米。

由图 2-1 可知

$$|AC| = \bar{b}^T \bar{e}_p = \rho_A^p - \rho_B^p \quad (2-1)$$

对应于 2-19 式有双差观测方程

$$\begin{aligned} \lambda DD_{AB}^{pq} &= \bar{b}^T \bar{e}_p - \bar{b}^T \bar{e}_q - \lambda (N_0)_{AB}^{pq} + \Delta v_{AB}^{pq} \\ &= (\bar{e}_p - \bar{e}_q)^T \bar{b} - \lambda (N_0)_{AB}^{pq} + \Delta v_{AB}^{pq} \end{aligned} \quad (2-2)$$

其中， DD_{AB}^{pq} 为载波相位双差测量

λ 为载波波长

$(N_0)_{AB}^{pq}$ 为载波相位双差模糊度

Δv_{AB}^{pq} 为载波相位双差测量噪声

对 N 颗可见星，式 2-2 可写成矩阵形式

$$Y = GX + V \quad (2-3)$$

其中：

$$Y^T = \lambda [DD_{AB}^{21} \quad DD_{AB}^{31} \quad \cdots \quad DD_{AB}^{N1}] + \lambda [(N_0)_{AB}^{21} \quad (N_0)_{AB}^{31} \quad \cdots \quad (N_0)_{AB}^{N1}]$$

X 为基线矢量在地理坐标系下的投影

G 地理坐标系下的方向余弦矩阵

V 为载波相位双差测量噪声

由式 2-3 可知：只要有三组独立的双差观测值，即同时对四颗 GPS 卫星进行观测，就可解算出基线矢量 X 。在基线长度已知情况下，只要有两组独立的双差观测值，即只要有三颗可见星就可解算出 X

$$\begin{bmatrix} Y \\ X \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G \\ X^T \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} V \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

由于 GPS 在完成其布局后, 一般情况可见星为 9 颗以上, 几乎不会有四颗以下的可见星, 因此对于解算基线来说, 双差测量是有余度的, 在余度测量的情况下, 基线矢量 X 的最优估计为最小二乘估计。

设一基线矢量在机体系的位置为 $X_b = [X_b \quad X_b \quad X_b]^T$, 在地理系的位置为 $X_n = [X_n \quad X_n \quad X_n]^T$, 则两者的关系为

$$X_n = C_b^n X_b \quad (2-5)$$

若选取三条互相独立的基线 X_{b1}, X_{b2}, X_{b3} , 则有:

$$\begin{bmatrix} X_{n1} & X_{n3} & \bar{R}_{n3} \end{bmatrix} = C_b^n \begin{bmatrix} X_{b1} & X_{b3} & X_{b3} \end{bmatrix}$$

于是姿态矩阵 C_b^n 可得

$$C_b^n = \begin{bmatrix} X_{n1} & X_{n3} & X_{n3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{b1} & X_{b3} & X_{b3} \end{bmatrix}^{-1} \quad (2-6)$$

三条相互独立的基线至少需要三根天线, 对于三根天线构成的姿态系统来说, 第三个基线矢量可由前两个基线矢量的叉乘获得, 对于双天线构成的姿态测量, 如果基线矢量沿飞机纵轴, 可以敏感方位和俯仰, 不能构成全姿态测量系统。

载波相位测量中一个关键问题就是解算初始整周模糊度, 只有在整周模糊度确定的情况下, 根据每次的多普勒计数值才可以得到完整的载波相位测量。在初始整周模糊度的确定过程中, 可对式 2-3 稍作改动, 将模糊度作为未知数进行估计, 求得浮点解。然后利用 Cholesky 分解算法、快速滤波算法或 LAMBDA 法对模糊度的整数解进行搜索, 待模糊度求取固定后, 可作为已知量, 利用式 2-4 求取基线矢量。

三、试验结果与分析

试验采用两台 Motorola VP oncore 接收机做双天线方位测量, 基线长度为 1.5 米, 采用三台 Rockwell 的 OEM 板做三天线全姿态测量, 基线长度分别为 5.41 米、5.44 米、5.40 米, 数据是在南京航空航天大学 15 号楼楼顶某已知点采集的, 数据采集的时间是 1998 年 4 月 9 日晚, 观测期间共观测到 7 颗卫星 (prn 6、10、13、17、24、26、27), 数据采集的频率为 1Hz, 载波相位标准差设为 1cm, C/A 码伪距的标准差设为 3cm, ratio 检验门限值选为 4, OVT 检验选为 10 个历元, 图 3-1 为模糊度固定为整数前后解算基线的滤波三维坐标值, 图 3-2 为双差观测滤波残差, 图 3-3 为模糊度固定为整数前的滤波三维坐标值和模糊度固定后

仅利用该历元观测求取的三维坐标值，图 3-4 为图 3-1 的稳态部分，图 3-5 为图 3-2 的稳态部分。

Rockwell Jupiter OEM 板采集的数据在 1998 年 4 月 17 日，观测时间内共观测到 6 颗卫星 (prn: 27、6、13、14、26、10)，数据采集率为 1Hz，载波相位标准差设为 1cm，C/A 码伪距标准差设为 3m。在试验过程中，将三天线支架放在低精度的三轴转台上，航向角旋转了 -18°。图 3-6、图 3-7、图 3-8 是整个测量过程中的姿态和航向变化曲线。

从 Motorola VP oncore 的数据处理来看，由于模糊度的快速求解，使基线向量的精度由分米级上升到厘米级，由于天线接收的多路径误差较大，从图 3-1 和图 3-3 的比较可以看出，仅利用该历元观测求解基线向量的标准差比滤波求取的标准差要大。但滤波依赖以前的信息，使动态姿态测量滞后。根据：

$$\text{方位精度} = \frac{\text{基线精度}}{\text{基线长度}} \text{ (rad)}$$

由试验结果可以看出，采用该历元观测求解方法，1.5 米基线的方位精度可达二十几毫弧，采用滤波方法小于十毫弧。

Rockwell Jupiter OEM 板采用滤波的方法，过度过程时间较长，1200 秒后方位精度优于 0.2 度，姿态精度优于 1 度。

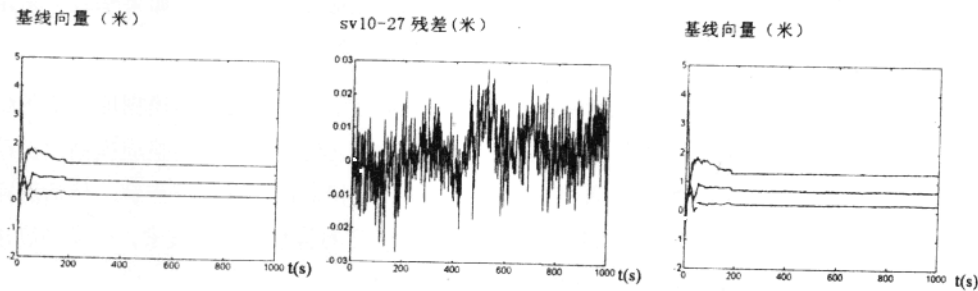


图 3-1

图 3-2

图 3-3

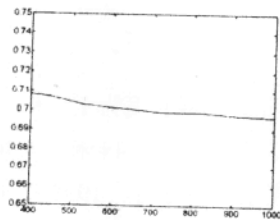


图 3-4

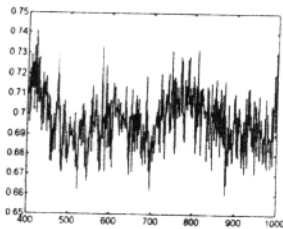


图 3-5

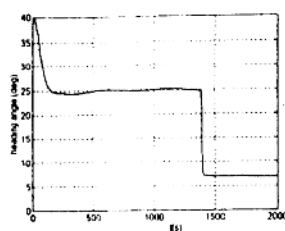


图 3-6

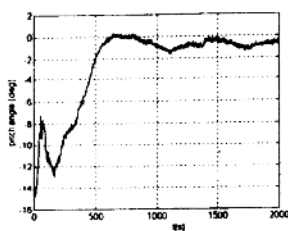


图 3-7

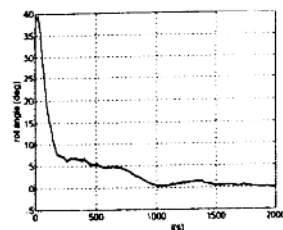


图 3-8

参考文献

- 1 Frank van Graas Michael S. Braasch GPS Interferometric Attitude and Heading Determination: Flight Test Results NAVIGATION 91-92 No.4 183-191
- 2 R.Fuller,S.Gomez etc. GPS Attitude Determination From Double Difference Differential Phase Measurement ION GPS-96 1073-1080

GPS 监控系统的多种通信平台

范鹏 邹亮 高建荣

(成都四威电子股份公司 成都 610036)

全球定位系统 (GPS) 定位具有全球性、全天候、实时性、高精度等特点。目前随着 GPS 技术的日臻完善和芯片制造的发展, GPS 接收机的成本为越来越多的用户所接受。GPS 监控系统已开始广泛应用于公安、银行、出租等行业部门。

GPS 监控系统是由车载设备和主控中心组成。根据实际应用的不同, 如现有通信条件、用户数量、实现监控功能要求、通信距离范围、投资等因素, 可选择各自相宜的通信平台。笔者长期从事 GPS 方面的开发和应用, 曾参与开发上海公安局 GPS/AVL 系统, 并在多种无线通信系统中应用和实现了 GPS 监控系统。下面本文就几种通信平台的各自特点以及其在 GPS 监控系统中的具体实现等方面进行论述。

目前的 GPS 监控系统常基于以下几种无线通信系统: 无线单信道系统、集群通信系统、公用移动通信网。

建立在单信道通信基础上的 GPS 监控系统中, 各车辆只能采用分时方式向主控中心发送定位数据, 其系统容量小, 调度管理方式单一, 通信的可靠性较差, 如要增加车辆则需压缩原各车辆的发送时隙, 当单车发送时隙小于 1 秒时, 就要求每个车辆的时钟有较好的同步。这种通信平台投资小, 不需要建立通信基站, 适用于调度功能简单, 车辆少的小系统。

集群通信系统是不同于蜂窝移动通信公用网的专业移动通信网, 具有多信道, 系统容量大, 信道利用率高, 可靠性好等特点。系统容量可随信道数增加。这种系统调度功能强, 可实现组呼、单呼、会议、动态分组, 短消息, 紧急呼叫, modem 呼叫等功能, 是公安、消防、交通等部门普遍采用的通信平台, 我国大多数城市公安局采用 800M 和 350M 集群通信。要实现在专用网上的数话兼容、数传功能就必须掌握集群系统的链路层协议, 或直接从集群系统供应商手中购买电台数传接口设备 (RDI), 而后者则会增加 GPS 车载设备的硬件和成本。为充分利用集群系统的多信道、信道利用率高特点, 根据系统的信道数和监控车辆的数目大小可将要监控的车辆分组, 并在主控中心设置多个接收电台, 分别接收来自不同组的车辆的数据。例如在上海 GPS/AVL 系统的 800M 集群系统中, 针对现有 300 多辆警车和运钞车需要监控, 车辆数量较多, 我们将它们分成了警车队、运钞车队等, 各组中的车辆按自己组的发送周期和发送序号独立地向各自所在中心的警车接收台和运钞车接收台发送压缩的 GPS 定位数据。同时为提高系统监控的实时性和对突发事件的快速响应能力, 在中心设立了点名台和报警台。在公安 350M 通信平台上我们采用组呼方式发送下行监控调度命令, 将需实时监控的多个车辆临时组队调入点名台, 以更短的周期监控。由于临时组队的车辆可来自不同的

组，其车辆数、周期皆可任意控制，这就显著增加了监控的灵活性。一旦车辆报警，报警数据以比 modem 呼叫方式更快的短消息方式通过信令信道及时可靠地发回监控中心的报警台，使指挥中心快速响应能力进一步提高。

通信平台还可利用公用移动通信网。其中数字蜂窝系统采用码分多址（CDMA）和时分多址（TDMA）技术，而 GSM 是目前亚洲、欧洲使用最广泛的数字蜂窝系统。这种个人通信系统具有保密性高，系统容量大，小区无扰及漫游性能好，移动业务数据可靠性高，可实现跨市省区全国的联网。目前国内外已将 GSM 技术应用于 GPS 监控系统中，如福建公众卫星定位系统和意大利的 VIASAT 产品都成功的采用了 GSM 技术。随着移动通信费用和手机成本的下降，相信基于 GSM 平台的 GPS 监控系统大大增加 GPS 系统可监控的对象和范围，会在社会各方面得到应用，为更多的人提供服务，这是 GPS 应用的必然发展趋势。

参考文献

- 1) 刘大杰，施一民 《全球定位系统（GPS）的原理与数据处理》，同济大学出版社，1996
- 2) 麻健《集群移动通信实用技术》，人民邮电出版社，1996
- 3) [法] Michel Mouly & Marie-Bernadette PAUTET 《GSM 数字移动通信系统》 电子工业出版社，1996

载波相位差分 GPS/惯性组合导航

杨春钧 袁 信

南京航空航天大学自动控制系 210016

摘要: 载波相位测量是目前测量精度最高的测量方法, 所以载波相位差分 GPS 同惯导组合能获得高精度的导航系统, 但载波相位测量需要确定整周模糊度, 现在已探索出多种解算整周模糊度的方法, 但 these 方法都比较复杂而且需要一定的解算时间, 本文提出了把模糊度作为状态变量进行组合的方法, 不需要确定整周模糊度同样可得到高精度的导航系统, 仿真结果表明该方法是行之有效的, 扩大了组合系统的应用范围。

关键词: 状态变量 伪距 载波相位 卡尔曼滤波

一 引言

码伪距测量和载波相位测量是 GPS 全球定位系统最基本的两种测量方式, 精度最高的当数载波相位测量, 载波相位测量是由载波跟踪环得到, 由于载波环的测量精度比码环高两个数量级, 可达到厘米级, 因此, 如果能获得初始整周模糊度, 就可以得到毫米级的高精度测量, 所以载波相位差分 GPS 同惯导组合能获得高精度的导航系统, 而确定整周模糊度是一个棘手的问题, 近几年, 一些学者提出了多种实时动态确定整周模糊度的方法, 这些方法多数算法复杂并且需要一定的解算时间, 本文提出了把模糊度作为状态变量同惯导进行组合的方法, 不需要确定整周模糊度也可得到高精度的导航系统, 仿真结果表明该方法是行之有效的, 扩大了组合系统的应用范围, 并得到了有益的结论。

二 系统状态方程

$$\dot{X}(t) = F(t)X(t) + G(t)W(t) \quad (1)$$

$$\text{式中: } \dot{X}(t) = \begin{bmatrix} \dot{X}_1(t) \\ \dot{N}(t) \end{bmatrix} \quad X(t) = \begin{bmatrix} F_1(t) & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad G(t) = \begin{bmatrix} G_1(t) \\ 0 \end{bmatrix}$$

本文所采用的导航地理坐标系为东北天坐标系, 考虑了飞行高度 h , 认为地球是旋转椭球体。

$$\text{其中 } F_1(t) = \begin{bmatrix} F_N & \vdots & F_S \\ \cdots & \vdots & \cdots \\ 0 & \vdots & F_M \end{bmatrix}_{18 \times 18}, F_S = \begin{bmatrix} C_b^n & \vdots & C_b^n & \vdots & 0_{3 \times 3} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ & & & \vdots & C_b^n \\ & & & 0_{6 \times 6} & \vdots \\ & & & & \vdots \\ & & & & 0_{3 \times 3} \end{bmatrix}_{9 \times 9}, C_b^n \text{ 是姿态阵}$$

$$X = [\phi_E \ \phi_N \ \phi_U \ \delta v_E \ \delta v_N \ \delta v_U \ \delta L \ \delta \lambda \ \delta h \ \varepsilon_{bx} \ \varepsilon_{by} \ \varepsilon_{bz} \ \varepsilon_{rx} \ \varepsilon_{ry} \ \varepsilon_{rz} \ \nabla_x \ \nabla_y \ \nabla_z \ N_1 \ N_2 \ N_3 \ N_4 \ N_5 \ N_6]^T$$

$$W = [w_{gx} \ w_{gy} \ w_{gz} \ w_{bx} \ w_{by} \ w_{bz} \ w_{ax} \ w_{ay} \ w_{az}]^T$$

$$F_M = \text{Diag}[0 \ 0 \ 0 \ -1/T_{rx} \ -1/T_{ry} \ -1/T_{rz} \ -1/T_{ax} \ -1/T_{ay} \ -1/T_{az}]^T$$

$$G_I = \begin{bmatrix} C_b^n & \vdots & 0_{3,3} & \vdots & 0_{3,3} \\ \dots & \vdots & \dots & \vdots & \dots \\ 0_{9,3} & \vdots & 0_{9,3} & \vdots & 0_{9,3} \\ \dots & \vdots & \dots & \vdots & \dots \\ 0_{3,3} & \vdots & I_{3,3} & \vdots & 0_{3,3} \\ \dots & \vdots & \dots & \vdots & \dots \\ 0_{3,3} & \vdots & 0_{3,3} & \vdots & I_{3,3} \end{bmatrix}$$

F_N 为对应 9 个基本参数的系统阵, 其非零元素为:

$$F(1,2) = \omega_e \sin L + \frac{V_E}{Rn+h} \operatorname{tg} L, \quad F(1,3) = -(\omega_e \cos L + \frac{V_E}{Rn+h}), \quad F(1,5) = -\frac{1}{Rm+h}$$

$$F(2,1) = -(\omega_e \sin L + \frac{V_E}{Rn+h} \operatorname{tg} L), \quad F(2,3) = -\frac{1}{Rm+h}, \quad F(2,4) = -\frac{1}{Rn+h}$$

$$F(2,7) = -\omega_e \sin L$$

$$F(3,1) = \omega_e \cos L + \frac{V_E}{Rn+h}, \quad F(3,2) = \frac{1}{Rm+h}, \quad F(3,4) = \frac{\operatorname{tg} L}{Rn+h},$$

$$F(3,7) = \omega_e \cos L + \frac{V_E}{Rn+h} \sec^2 L$$

$$F(4,2) = -f_U, \quad F(4,3) = f_N, \quad F(4,4) = \frac{V_N}{Rm+h} \operatorname{tg} L - \frac{V_U}{Rm+h}, \quad F(4,5) = 2\omega_e \sin L + \frac{V_E}{Rn+h} \operatorname{tg} L$$

$$F(4,6) = -(2\omega_e \cos L + \frac{V_E}{Rn+h}), \quad F(4,7) = 2\omega_e \cos L V_N + \frac{V_E V_N}{Rn+h} \sec^2 L + 2\omega_e \sin L V_U$$

$$F(5,1) = f_U, \quad F(5,3) = -f_E, \quad F(5,4) = -2(\omega_e \sin L + \frac{V_E}{Rn+h} \operatorname{tg} L), \quad F(5,5) = -\frac{V_U}{Rm+h}$$

$$F(5,6) = -\frac{V_N}{Rm+h}, \quad F(5,7) = -(2\omega_e \cos L + \frac{V_E}{Rn+h} \sec^2 L) V_E$$

$$F(6,1) = -f_N, \quad F(6,2) = f_E, \quad F(6,4) = 2(\omega_e \cos L + \frac{V_E}{Rn+h}), \quad F(6,5) = 2\frac{V_N}{Rm+h}$$

$$F(6,7) = -2\omega_e \sin L V_E, \quad F(7,5) = \frac{1}{Rm+h}, \quad F(8,4) = \frac{\sec L}{Rn+h}, \quad F(8,7) = \frac{V_E}{Rn+h} \sec L \operatorname{tg} L, \quad F(9,6) = 1$$

式中角注 E, N, U 代表东, 北, 天。

$$Rm = Re(1 - 2f + 3f \sin^2 L); \quad Rn = Re(1 + f \sin^2 L); \quad Re = 6378137m; \quad f = 1/298.257.$$

f 为三维比力, ε_b 为陀螺漂移随机常数, ε_r 为陀螺漂移中的一阶马尔柯夫过程, ω_g 为白噪声。

假定三个轴向的陀螺漂移误差模型相同

∇_a 为加速度计误差, 考虑为一阶马尔柯夫过程, 且假定三个轴向加速度的误差模型相同。

将 (1) 式离散化得

$$X_{k+1} = \phi_{k+1} X_k + \Gamma_{k+1} W_k \quad (2)$$

$$\text{式中 } \phi_{k+1} = \sum_{n=0}^{\infty} [F(t_k) T]^n / n, \quad \Gamma_{k+1} = \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} [(F(t_k) T)^{n-1} / n] \right\} G(t_k) T$$

T 为迭代周期。

三 观测方程

对于基准站来说: $\rho'_j - (n'_j b + \phi'_j b) = \rho'_j - n'_j b - \phi'_j b$

$$= e'_{j1} \hat{\alpha}_1 + e'_{j2} \hat{\alpha}_2 + e'_{j3} \hat{\alpha}_3 + \hat{\alpha}_u + V'_{j\theta} \quad (3)$$

式中：下标 j 表示基准站，上标 i 表示可见星， $i=1,2,\dots,k$ ， k 为可见星数。

令： $\Delta\rho_j^i = \rho_j^i - \phi_j^i b$ ，则 (3) 式可写为：

$$\Delta\rho_j^i - n_j^i \lambda = \begin{bmatrix} e_{j1}^1 & e_{j2}^1 & e_{j3}^1 & 1 \\ e_{j1}^2 & e_{j2}^2 & e_{j3}^2 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ e_{j1}^k & e_{j2}^k & e_{j3}^k & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta x_j \\ \delta y_j \\ \delta z_j \\ \delta t_{uj} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{j\phi}^1 \\ V_{j\phi}^2 \\ \vdots \\ V_{j\phi}^k \end{bmatrix} \quad (4)$$

因为基准站是不动的，所以 $\delta x_j, \delta y_j, \delta z_j$ 等于零

$$\text{由 (4) 式可得：} \Delta\rho_j^i = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \delta t_{uj} + n_j^i b + \begin{bmatrix} V_{j\phi}^1 \\ V_{j\phi}^2 \\ \vdots \\ V_{j\phi}^k \end{bmatrix} \quad (5)$$

对于移动站来说：类似 (4) 式得如下方程：

$$\Delta\rho_m^i = \begin{bmatrix} e_{m1}^1 & e_{m2}^1 & e_{m3}^1 & 1 \\ e_{m1}^2 & e_{m2}^2 & e_{m3}^2 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ e_{m1}^k & e_{m2}^k & e_{m3}^k & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta x_m \\ \delta y_m \\ \delta z_m \\ \delta t_{um} \end{bmatrix} + n_m^i b + \begin{bmatrix} V_{m\phi}^1 \\ V_{m\phi}^2 \\ \vdots \\ V_{m\phi}^k \end{bmatrix} \quad (6)$$

在接收机之间求差，即式 (6) 减去式 (5) 得：

$$\Delta\rho_m^i - \Delta\rho_j^i = \Delta\rho_{mj}^i = \begin{bmatrix} e_{m1}^1 & e_{m2}^1 & e_{m3}^1 & 1 \\ e_{m1}^2 & e_{m2}^2 & e_{m3}^2 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ e_{m1}^k & e_{m2}^k & e_{m3}^k & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta x_m \\ \delta y_m \\ \delta z_m \\ \delta t_{um} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \delta t_{uj} + n_m^i b + 2 \begin{bmatrix} V_{m\phi}^1 \\ V_{m\phi}^2 \\ \vdots \\ V_{m\phi}^k \end{bmatrix} \quad (7)$$

由式 (7) 在卫星间求差得到双差观测方程：

$$\Delta\rho_{mj}^{i1} = \begin{bmatrix} e_{m1}^{21} & e_{m2}^{21} & e_{m3}^{21} \\ e_{m1}^{31} & e_{m2}^{31} & e_{m3}^{31} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ e_{m1}^{k1} & e_{m2}^{k1} & e_{m3}^{k1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta x_m \\ \delta y_m \\ \delta z_m \end{bmatrix} + Nb + V \quad (8)$$

式中：N 为双差模糊度，V 载波相位双差观测的测量噪声
如把 $\delta x, \delta y, \delta z$ 用 $\delta L, \delta \lambda, \delta h$ 表示，则由

$$\begin{aligned}x &= (R_N + h) \cos L \cos \lambda \\y &= (R_N + h) \cos L \sin \lambda \\z &= [R_N(1 - f^2) + h] \sin L\end{aligned}$$

则有:

$$\begin{aligned}\delta x &= \delta h \cos L \cos \lambda - (R_N + h) \sin L \cos \lambda \delta L - (R_N + h) \cos L \sin \lambda \delta \lambda \\ \delta y &= \delta h \cos L \sin \lambda - (R_N + h) \sin L \sin \lambda \delta L + (R_N + h) \cos L \cos \lambda \delta \lambda \\ \delta z &= \delta h \sin L + [R_N(1 - f^2) + h] \cos L \delta L\end{aligned}$$

所以系统的双差观测方程可写成如下形式:

$$Y = HX + V \quad (9)$$

$$\text{其中: } H = H_1 * H_2, \quad H_1 = \begin{bmatrix} e_{m1}^{21} & e_{m2}^{21} & e_{m3}^{21} \\ e_{m1}^{31} & e_{m2}^{31} & e_{m3}^{31} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ e_{m1}^{k1} & e_{m2}^{k1} & e_{m3}^{k1} \end{bmatrix}$$

$$H_2 = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 6} & : & H_3 & : & 0_{3 \times 9} & : & bI_{3 \times (k-1)} \end{bmatrix}$$

$$H_3 = \begin{bmatrix} -(R_N + h) \cos L \sin \lambda & -(R_N + h) \sin L \cos \lambda & \cos L \cos \lambda \\ (R_N + h) \cos L \cos \lambda & -(R_N + h) \sin L \sin \lambda & \cos L \sin \lambda \\ 0 & (R_N(1 - f^2) + h) \cos L & \sin L \end{bmatrix}$$

四. 系统仿真

1 初始值的确定:

姿态, 方位角初始误差取为东向 100 角秒, 北向 100 角秒, 天向 200 角秒, 三维速度、位置误差分别为 0.3m/s, 20m, 陀螺漂移为 0.1 度/h, 等效加速度计零偏为 $10^{-4}g$, 陀螺时间相关漂浮 0.1 度/h, 陀螺白噪声漂移 0.01 度/h. 飞机飞行前的初始地理位置为北纬 32 度, 东经 118 度, 高度 1000 米, 载波相位测量噪声为 0.0499 米的白噪声.

2 飞机的飞行航迹:

本文为了能综合研究飞机各种基本机动飞行对导航性能的影响, 考虑了一个比较完整的飞机航迹, 包括有滑跑, 起飞, 爬高, 巡航, 转弯, 俯冲, 加速和减速等过程, 仿真时间 1000 秒.

3 系统仿真框图

系统仿真主要包括飞机航迹发生器、地理系中飞机位置的计算、GPS 卫星仿真器、卡尔曼滤波器, 如图 1 所示

五. 仿真和结果

对 (2) 式和 (9) 式进行卡尔曼滤波, 在仿真过程中有七颗可见星, 图 2 至图 10 为平台误差角、速度、位置的误差曲线. 其中东向稳态平台误差角为 4.043 角秒, 北向稳态平台误差角为 4.776 角秒, 天向稳态平台误差角为 6.171 角秒, 东、西、天向三维速度误差稳态值为 0.0019 米/秒、0.0026 米/秒、0.0032 米/秒, 经度、纬度、高度位置误差稳态值分别为 0.112 米、0.115 米、0.203 米.

仿真结果表明该组合系统是高精度的导航系统.

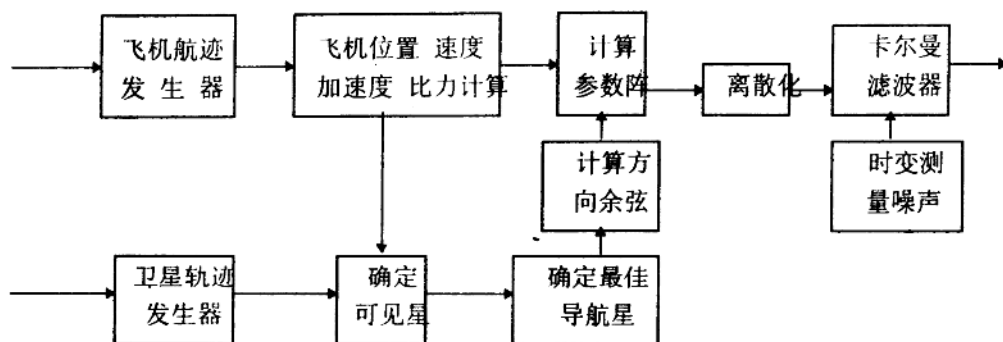


图1 仿真结构框图

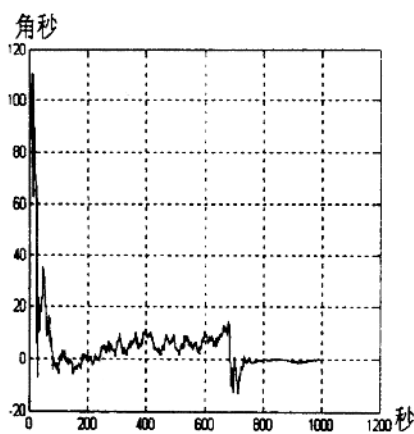


图2 东向平台误差角曲线

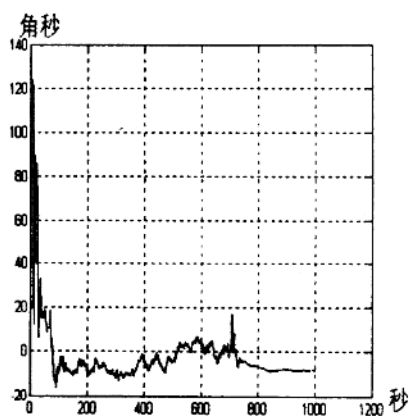


图3 北向平台误差角曲线

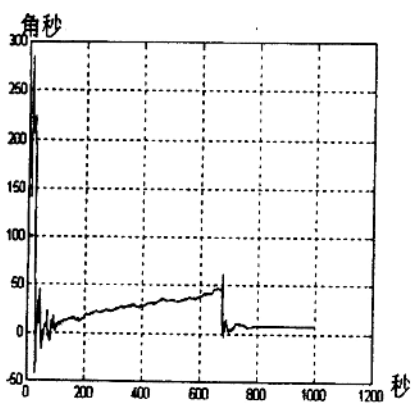


图4 天向平台误差角曲线

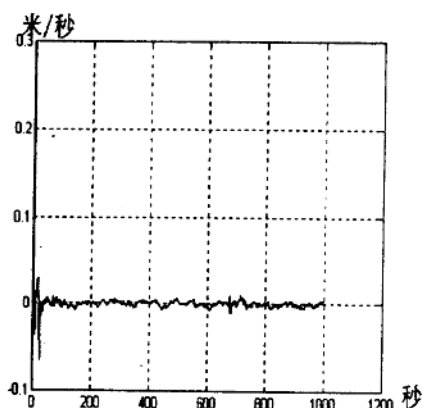


图5 东向地理速度误差曲线

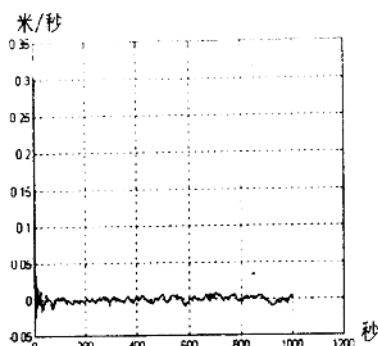


图 6 北向地理速度误差曲线

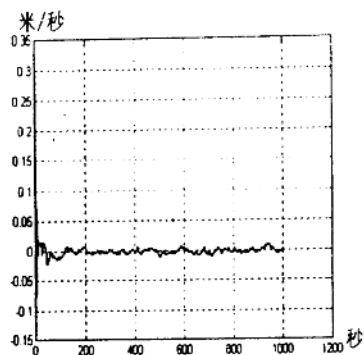


图 7 天向地理速度误差曲线

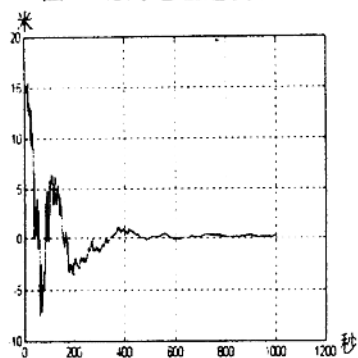


图 8 经度误差曲线

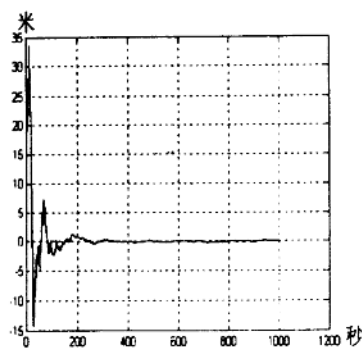


图 9 纬度误差曲线

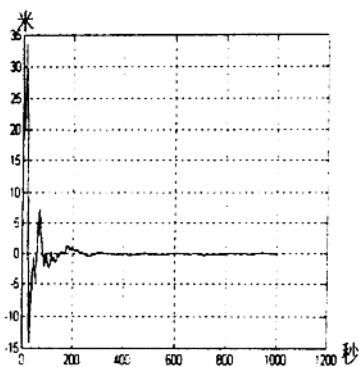


图 10 高度误差曲线

参 考 文 献

1. 袁信等, 导航系统, 航空工业出版社 1993 年
2. R.A.Paielli, B.D.Mcnally, R.E.Bach, and D.N.Warner, Carrier Phase Differential GPS for Approach and Preliminary Results, ION, GPS 93
3. James Rankin, "GPS and Differential GPS: An Error Model for Sensor simulation". PLAN'94
4. 刘基余, 全球定位系统原理及其应用, 测绘出版社, 1993
5. 王广运等, 差分 GPS 定位技术及应用, 电子工业出版社 1996 年