

一种 GPS 双频多天线姿态测量方法

赵晓峰, 李晓东, 张如伟, 解华
(北京遥测技术研究所 北京 100076)

摘要:北京遥测技术研究所自主研制的双频 GPS-OEM 板可以提供精度很高的双频载波相位原始观测数据,利用其对载体进行姿态测量,将是一种即经济又方便的工作方式,而且还能获得很高的精度和稳定性。基于此展开对双频 GPS 载波相位测姿的研究工作,结合双频 GPS 载波相位可以组合出 86cm 波长宽巷载波相位观测值的特性,基于伪距和载波相位组合获取模糊度搜索空间,再使用最小二乘降相关平差法(LAMBDA 方法)搜索整周模糊度。大量的试验数据证明,利用双频 GPS 载波相位进行测姿切实可行,姿态初始化速度快,测姿结果精度高。

关键词:GPS; 双频; 载波相位; 测姿; 整周模糊度

中图分类号:P228.4

文献标识码:A

文章编号:CN11-1780(2011)03-0001-05

引言

先前的 GPS 姿态测量主要使用单频 GPS 接收机,设备软件、硬件复杂度相对较低,费用低廉,但是设备姿态测量可靠性和安全性较低。十五期间北京遥测技术研究所成功研制了双频无码 GPS 接收机以及 GPS 双频 OEM 板,技术较为成熟,得到了一定的应用。

基于此硬件平台,开发了本文所述的 GPS 双频多天线姿态测量方法,该方法具有数据预处理效果更好、载波相位模糊度初始化和姿态信息输出更快以及双频 GPS 测姿系统可靠性更高的特点。

1 GPS 双频多天线姿态测量实施方案

GPS 双频姿态测量设备框图如图 1 所示。GPS 双频姿态测量设备包括 GPS 双频天线(有源天线 2~4 副,配备 2 副天线只能进行二维姿态测量)和接收机主机以及各种接口电缆,接收机由一块电源接口板和 2~4 块 GPS 双频 OEM 板组成。

GPS 双频天线接收 GPS 卫星双频信号,经过天线内部的低噪声放大器放大后,送对应的 GPS 双频 OEM 板进行处理,同时接收机主机通过与 GPS 双频天线之间连接的射频电缆给天线内部的低噪声放大器馈电。GPS 双频 OEM 板利用对应的 GPS 双频天线完成 GPS 双频信号的接收,其本身进行卫星信号的捕获、跟踪,测得伪距、伪距变化率和载波相位等原始测量数据,解调电文并导航定位。其中 GPS 双频 OEM 从板(以下简称从板)把采集的 GPS 双频原始测量数据通过内部的 RS232 串口发送给 GPS 双频 OEM 主板(以下简称主板),由主板进行多天线的姿态测量计算。

GPS 双频多天线姿态测量利用了 GPS 信号双

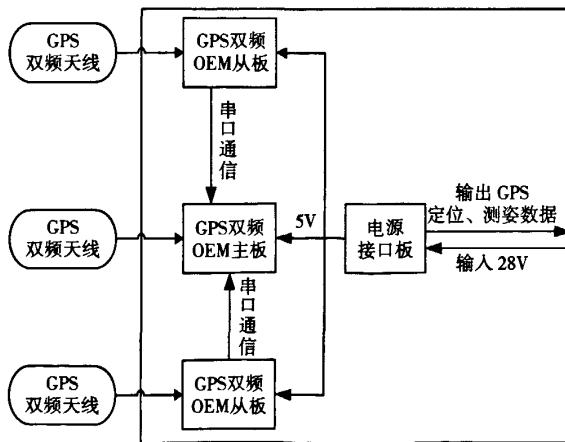


图 1 GPS 双频姿态测量设备框图

频接收、双频伪距辅助载波相位模糊度估计、宽巷模糊度分解和模糊度搜索的最小二乘降相关平差法^[1](LAMBDA)等技术。本文在双频伪距辅助载波相位模糊度估计方法方面进行了改进,利用伪距和载波相位建立组合差分定位数学模型,先估计和搜索宽巷载波相位模糊度,然后进行模糊度分解的策略解决了模糊度快速估计问题,实现了快速姿态测量。

电源接口板为接收机主机内部的各 OEM 板提供经过滤波的 +5V 直流电源,同时通过 RS-422 串行口与用户的设备进行通信。通过 RS-422 串行口可以进行基线长度和航向角系统偏差等辅助信息的设置,最后由主板完成多天线姿态测量。

2 GPS 双频多天线姿态测量原理

利用 GPS 进行测姿的基本原理是,在一个载体表面的几个不同位置分别安设 GPS 信号接收天线,然后通过 GPS 载波相位测量求解出载体的三维姿态参数。众所周知,载体表面平台只能由不在同一条直线上的三个点或者两个非重叠或平行的矢量唯一确定,因此,最少需要在载体表面安设三副 GPS 信号接收天线,才能形成两条相互独立的基线,从而实施 GPS 姿态测量。

在静态和动态各种载体应用条件下,实现载波相位模糊度 OTF 初始化和姿态快速初始化,这在一定程度上提高了姿态测量精度。

关于整周模糊度的解算理论和方法的研究,近二十年来一直是学术研究的热点和难点。对于双差模式下的模糊度而言,当不考虑其整数性质时,求得的解常称为实数解(或浮点解);当顾及其先验的整数性质时,求得的解称为整数解(或固定解),经典的最小二乘方法只能求出模糊度的实数解,而模糊度的整数解的求取方法要复杂得多。其方法大致可分为一般的最小二乘搜索法、模糊度函数法、模糊度协方差法以及直接取整法四类。目前,国际公认最小二乘降相关平差法是理论最严密、模糊度搜索成功率最高的整周模糊度解算方法,对于短基线和中等长度基线尤其适用。

利用双频载波相位测量值进行组合解算,得到宽巷载波相位的波长,约为 86cm,大于每一个单频载波相位的波长。这一点对求解模糊度是非常有利的,因为波长的增大,意味着在相同的搜索空间内,待定的模糊度组合数要少,从而降低了 LAMBDA 搜索的难度。

双频 GPS 伪距观测量和载波相位观测量是用于 GPS 双频多天线姿态测量的基本观测量。它们的观测量方程^[2]如下

$$\begin{cases} P_1 = \rho + c(dt - dT) + \delta\rho_{\text{trop}} + \delta\rho_{\text{ion}/P_1} + \varepsilon(P_1) \\ P_2 = \rho + c(dt - dT) + \delta\rho_{\text{trop}} + \delta\rho_{\text{ion}/P_2} + \varepsilon(P_2) \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \lambda_1 \varphi_1 = \rho + c(dt - dT) - N_1 + \delta\rho_{\text{trop}} + \delta\rho_{\text{ion}/\varphi_1} + \varepsilon(\varphi_1) \\ \lambda_2 \varphi_2 = \rho + c(dt - dT) - N_2 + \delta\rho_{\text{trop}} + \delta\rho_{\text{ion}/\varphi_2} + \varepsilon(\varphi_2) \end{cases} \quad (2)$$

$$\lambda_w \varphi_w = \rho + c(dt - dT) - N_w + \delta\rho_{\text{trop}} + \delta\rho_{\text{ion}/\varphi_w} + \varepsilon(\varphi_w) \quad (3)$$

式(1)~式(3)中, ρ 是卫星和接收机之间的几何距离; P_i 是伪距观测量值; φ_i 是载波相位观测量值, $\varphi_w = \varphi_1 - \varphi_2$ 是宽巷载波相位观测量值; λ_i 是载波的波长, λ_w 是宽巷载波的波长; dt 、 dT 分别是接收机的钟差和卫星钟差; N_i 是载波相位观测量 φ_i 的整周模糊度; N_w 是宽巷载波相位观测量 φ_w 的整周模糊度; $\delta\rho_{\text{trop}}$ 是对流层延迟误差; $\delta\rho_{\text{ion}/P_i}$ 、 $\delta\rho_{\text{ion}/\varphi_i}$ 分别是对伪距和相位观测量的电离层延迟误差; $\varepsilon(P_i)$ 、 $\varepsilon(\varphi_i)$ 分别是伪距和载波相位测量中的误差,包括卫星星历误差、多路径效应以及测量噪声;下标 i 对应 GPS 频率, $i = 1$ 和 $i = 2$ 分别表示 L1 和 L2 的观测量, c 为光速。

载波相位差分观测量按测站(天线)、GPS 卫星和历元等三要素来产生,根据求差次数的多少可以分为单差观测量、双差观测量和三差观测量。对于姿态测量而言,只需要测站(天线)和卫星间的单差和双差观测量。双差观测量示意图如图 2 所示。

由式(2),在观测量 t ,测站 i, j 对卫星 p 的载波相位观测量方程分别为

$$\varphi_i^p = \frac{f}{c} \rho_i^p + f(dt_i - dT^p) - N_i^p + \frac{f}{c} (\delta\rho_{i,\text{ion}}^p + \delta\rho_{i,\text{trop}}^p) \quad (4)$$

$$\varphi_j^p = \frac{f}{c} \rho_j^p + f(dt_j - dT^p) - N_j^p + \frac{f}{c} (\delta \rho_{j, \text{ion}}^p + \delta \rho_{j, \text{trop}}^p) \quad (5)$$

式中, f 表示载波频率。

则测站 i, j 对卫星 p 的单差观测方程为

$$\begin{aligned} \varphi_{i,j}^p &= \varphi_j^p - \varphi_i^p \\ &= \frac{f}{c} \rho_{i,j}^p + f \cdot dt_{i,j} - N_{i,j}^p + \frac{f}{c} (\delta \rho_{i,j, \text{ion}}^p + \delta \rho_{i,j, \text{trop}}^p) \end{aligned} \quad (6)$$

式(6)中

$$\rho_{i,j}^p = \rho_j^p - \rho_i^p, N_{i,j}^p = N_j^p - N_i^p, dt_{i,j} = dt_j - dt_i \quad (7)$$

$$\delta \rho_{i,j, \text{ion}}^p = \delta \rho_{j, \text{ion}}^p - \delta \rho_{i, \text{ion}}^p, \delta \rho_{i,j, \text{trop}}^p = \delta \rho_{j, \text{trop}}^p - \delta \rho_{i, \text{trop}}^p \quad (8)$$

在接收机之间单差观测值中, 已基本消除了卫星钟差的影响。

设测站 i, j 在历元 t 同时观测到了卫星 p 和 q , 由式(6)类似可得测站 i, j 对卫星 q 的单差观测值方程为

$$\begin{aligned} \varphi_{i,j}^q &= \varphi_j^q - \varphi_i^q \\ &= \frac{f}{c} \rho_{i,j}^q + f \cdot dt_{i,j} - N_{i,j}^q + \frac{f}{c} (\delta \rho_{i,j, \text{ion}}^q + \delta \rho_{i,j, \text{trop}}^q) \end{aligned} \quad (9)$$

则测站 i, j 在历元 t 对卫星 p 和卫星 q 的双差观测值方程为

$$\begin{aligned} \varphi_{i,j}^{p,q} &= \varphi_{i,j}^q - \varphi_{i,j}^p \\ &= \frac{f}{c} \rho_{i,j}^{p,q} - N_{i,j}^{p,q} + \frac{f}{c} (\delta \rho_{i,j, \text{ion}}^{p,q} + \delta \rho_{i,j, \text{trop}}^{p,q}) \end{aligned} \quad (10)$$

式(10)中

$$\rho_{i,j}^{p,q} = \rho_{i,j}^q - \rho_{i,j}^p, N_{i,j}^{p,q} = N_{i,j}^q - N_{i,j}^p \quad (11)$$

$$\delta \rho_{i,j, \text{ion}}^{p,q} = \delta \rho_{i,j, \text{ion}}^q - \delta \rho_{i,j, \text{ion}}^p, \delta \rho_{i,j, \text{trop}}^{p,q} = \delta \rho_{i,j, \text{trop}}^q - \delta \rho_{i,j, \text{trop}}^p \quad (12)$$

目前 GPS 星座在轨工作卫星有 30 颗左右, 至少可以接收到 5 颗以上卫星的信号, 从而使卫星信号有了相当的冗余度。观测到卫星数为 m 时, 每一历元可建立 $m-1$ 个宽巷载波相位双差方程和 $m-1$ 个伪距双差方程。将方程(10)进行线性化, 对不同的历元 k 分别建立载波相位双差和伪距双差方程组

$$B_{\varphi k} \cdot b_k + A \cdot a = L_{\varphi k} \quad (13)$$

$$B_{Rk} \cdot b_k = L_{Rk} \quad (14)$$

式中, $B_{\varphi k}, B_{Rk}$ 是第 k 历元的载波相位、伪距双差方程组的系数矩阵, 其行数为 $m-1$ 个, 列数为 3; b_k 是第 k 历元的接收机的三维坐标修正值向量, 阶数为 3; A 是模糊度设计矩阵, 当只考虑相位观测值时, 可选 $A = E$ (E 是单位阵); a 是宽巷载波相位的整周模糊度向量, 阶数为 $m-1$, 这是一个与历元 k 变化无关的常值向量, 若每个历元观测到的卫星数相同, 则 a 的阶数不变, 这在短时间内是可以的, 为方便起见, 本文将应用这个假设; $L_{\varphi k}$ 和 L_{Rk} 是常数项向量, 阶数为 $m-1$, 分别为第 k 历元的载波相位双差和伪距双差观测方程残差矩阵。

考虑到 GPS 双频 OEM 板除了能获取载波相位观测值还可以获得伪距观测值, 而伪距观测值不存在模糊度问题, 并且伪距观测值精度较高(优于 0.3m)。这样, 就可以利用伪距观侧值来改善定位方程强度。伪距和载波相位的双差观测方程为^[3,4]

$$\begin{bmatrix} B_{\varphi 1} & E \\ B_{R1} & 0 \\ \vdots & \vdots \\ B_{\varphi n} & E \\ B_{Rn} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \\ a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\varphi 1} \\ L_{R1} \\ \vdots \\ L_{\varphi n} \\ L_{Rn} \end{bmatrix} \quad (15)$$

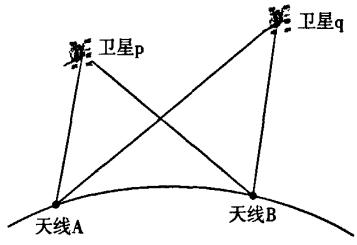


图 2 双差观测值示意图

式(15)中, $\mathbf{B}_{\varphi i}$ 是第 i 历元载波相位双差观测方程设计矩阵; \mathbf{B}_{Ri} 是第 i 历元伪距双差观测方程设计矩阵; $\mathbf{L}_{\varphi i}$ 是第 i 历元相位观测向量残差向量矩阵; \mathbf{L}_{Ri} 是第 i 历元伪距观测向量残差向量矩阵。法方程为

$$\left[\begin{array}{cccccc} \mathbf{B}_{\varphi 1}^T \mathbf{P}_{\varphi 1} \mathbf{B}_{\varphi 1} + \mathbf{B}_{R1}^T \mathbf{P}_{R1} \mathbf{B}_{R1} & & & & \mathbf{B}_{\varphi 1}^T \mathbf{P}_{\varphi 1} & \\ \mathbf{B}_{\varphi 2}^T \mathbf{P}_{\varphi 2} \mathbf{B}_{\varphi 2} + \mathbf{B}_{R2}^T \mathbf{P}_{R2} \mathbf{B}_{R2} & & & & \vdots & \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \\ \mathbf{B}_{\varphi n}^T \mathbf{P}_{\varphi n} \mathbf{B}_{\varphi n} + \mathbf{B}_{Rn}^T \mathbf{P}_{Rn} \mathbf{B}_{Rn} & & & & \mathbf{B}_{\varphi n}^T \mathbf{P}_{\varphi n} & \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \\ \mathbf{P}_{\varphi 1} \mathbf{B}_{\varphi 1} & \mathbf{P}_{\varphi 2} \mathbf{B}_{\varphi 2} & \cdots & \mathbf{P}_{\varphi n} \mathbf{B}_{\varphi n} & & \sum_{i=1}^n \mathbf{P}_{\varphi i} \mathbf{L}_{\varphi i} \end{array} \right] \begin{bmatrix} \mathbf{b}_1 \\ \mathbf{b}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{b}_n \\ \mathbf{a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{\varphi 1}^T \mathbf{P}_{\varphi 1} \mathbf{L}_{\varphi 1} + \mathbf{B}_{R1}^T \mathbf{P}_{R1} \mathbf{L}_{R1} \\ \mathbf{B}_{\varphi 2}^T \mathbf{P}_{\varphi 2} \mathbf{L}_{\varphi 2} + \mathbf{B}_{R2}^T \mathbf{P}_{R2} \mathbf{L}_{R2} \\ \vdots \\ \mathbf{B}_{\varphi n}^T \mathbf{P}_{\varphi n} \mathbf{L}_{\varphi n} + \mathbf{B}_{Rn}^T \mathbf{P}_{Rn} \mathbf{L}_{Rn} \\ \sum_{i=1}^n \mathbf{P}_{\varphi i} \mathbf{L}_{\varphi i} \end{bmatrix} \quad (16)$$

式(16)中, $\mathbf{P}_{\varphi i}$ 和 \mathbf{P}_{Ri} 分别是载波相位双差和伪距双差的权阵。对法方程按式(16)中虚线进行分块, 只对模糊度子块进行计算, 进行矩阵分解, 略去中间过程, 直接给出宽巷载波相位模糊度的估计公式如下

$$\mathbf{a} = \left(\sum_{i=1}^n \mathbf{P}_{\varphi i} \mathbf{D}_i \right)^{-1} \cdot \left(\sum_{i=1}^n \mathbf{U}_i \right) \quad (17)$$

式(17)中

$$\mathbf{D}_i = \mathbf{E}_i - \mathbf{B}_{\varphi i}^T \mathbf{P}_{\varphi i} \mathbf{B}_{\varphi i} + \mathbf{B}_{Ri}^T \mathbf{P}_{Ri} \mathbf{B}_{Ri} \quad (18)$$

$$\mathbf{U}_i = \mathbf{P}_{\varphi i} \mathbf{L}_{\varphi i} - \mathbf{P}_{\varphi i} \mathbf{B}_{\varphi i} (\mathbf{B}_{\varphi i}^T \mathbf{P}_{\varphi i} \mathbf{B}_{\varphi i} + \mathbf{B}_{Ri}^T \mathbf{P}_{Ri} \mathbf{B}_{Ri})^{-1} (\mathbf{B}_{\varphi i}^T \mathbf{P}_{\varphi i} \mathbf{L}_{\varphi i} + \mathbf{B}_{Ri}^T \mathbf{P}_{Ri} \mathbf{L}_{Ri}) \quad (19)$$

宽巷载波相位模糊度实数解的协因数阵为

$$\mathbf{Q}_{aa} = \left(\sum_{i=1}^n \mathbf{P}_{\varphi i} \mathbf{D}_i \right)^{-1} \quad (20)$$

将宽巷载波相位模糊度实数解 \mathbf{a} 和实数解的协因数阵 \mathbf{Q}_{aa} 作为 LAMBDA 方法的输入条件, 经过搜索获得宽巷载波相位整周模糊度的整数解; 然后利用宽巷整周模糊度的整数解 $\nabla \Delta N_w$ ($\nabla \Delta$ 为双差计算因子), 根据式(21)所示的几何关系^[5]进行模糊度分解, 得到 L1、L2 载波相位的双差整周模糊度 $\nabla \Delta N_1$ 和 $\nabla \Delta N_2$ 。

$$\begin{aligned} \lambda_w \nabla \Delta \varphi_w &= \nabla \Delta \rho - \lambda_w \nabla \Delta N_w + \nabla \Delta \varepsilon_w \\ \lambda_1 \nabla \Delta \varphi_1 &= \nabla \Delta \rho - \lambda_1 \nabla \Delta N_1 + \nabla \Delta \varepsilon_1 \\ \lambda_2 \nabla \Delta \varphi_2 &= \nabla \Delta \rho - \lambda_2 \nabla \Delta N_2 + \nabla \Delta \varepsilon_2 \end{aligned} \quad (21)$$

宽巷载波相位模糊度分解以后, 即可实现多天线之间毫米量级的相对位置测量, 利用这些相对位置数据可以进行后续姿态角度的计算。

在姿态测量中, 要涉及到两个直角坐标系: 载体坐标系和当地地理坐标系。通常利用表征这两个坐标系相对方位关系的三个欧拉角来描述载体的姿态, 也就是前面提到的载体的三维姿态参数, 即航向角、俯仰角和横滚角。载体坐标系的建立一般是以载体表面上的任意一点为原点, 载体的前进方向为 Y 轴, X 轴位于载体表面, 垂直于 Y 轴向右, Z 轴则垂直于载体表面上, 与 X 轴、Y 轴构成右手系, 如图 3 所示。图 3 还画出了天线在载体坐标系中的安放位置。当地地理坐标系一般选为东北天坐标系, 原点与载体坐标系原点重合, 其 X、Y、Z 三轴分别指向原点的东、北、天三个方向。当载体坐标系分别围绕自身 Z 轴、X 轴和 Y 轴旋转 ψ 、 θ 和 γ 而与当地地理坐标系重合时, 就依次称这三个转动角为航向角、俯仰角和横滚角。例如, 这三个转动角均为零时, 表明载体正好处于水平而向北的状态。

利用 GPS 载波相位进行姿态测量包含以下四个主要步骤^[6,7]:

①确定载体坐标系。在各天线按照图 3 的要求安放完成后, 载体坐标系也就相应地确定下来。天线 1、2、3 在该坐标系中的坐标分别为 $\mathbf{b}_1 = (0, 0, 0)^T$ 、 $\mathbf{b}_2 = (0, L_{12}, 0)^T$ 、 $\mathbf{b}_3 = (L_{13} \sin \alpha, L_{13} \cos \alpha, 0)^T$ 。

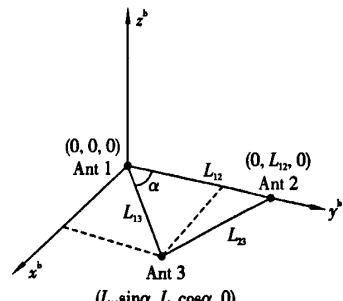


图 3 天线组在载体坐标系中的位置

②采用伪距绝对定位法定出天线1在WGS84坐标系中的位置。

③利用前述载波相位差分方法求解出天线2与天线3相对于天线1在WGS84坐标系中的相对位置，并以天线1为原点建立当地地理坐标系，确定天线2与天线3在此坐标系中的坐标 $u_2 = (x_2, y_2, z_2)^\top$ 和 $u_3 = (x_3, y_3, z_3)^\top$ 。可以看到，这一步是整个测姿过程的核心步骤。

④姿态角的确定。天线1、2、3在载体坐标系和当地地理坐标系中的坐标都确定好后，利用坐标系之间的相互转换关系，就可以根据式(22)~式(24)确定载体的三个姿态角。

$$\psi = -\arctan(x_2/y_2) \quad (22)$$

$$\theta = \arctan(z_2/\sqrt{x_2^2 + y_2^2}) \quad (23)$$

$$\gamma = -\arctan(z_3''/x_3'') \quad (24)$$

其中 $(x_3'', y_3'', z_3'')^\top$ 是载体坐标系经过航向角和俯仰角修正后，天线3处于这一过渡坐标系中的坐标。

如果只有天线1和天线2，依照式(22)和式(23)可以对载体进行二维测姿，得到载体的航向角和俯仰角，通常也将这种工作方式称为定向。在不需要知道横滚角的情况下，这是一种非常理想的工作方式。此外，如果在载体表面再安装一个天线，组成四天线阵列，就可以增加一个冗余量，从而利用最小二乘法来求取最优解。

3 结束语

本文克服现有技术的不足，提供一种GPS双频多天线姿态测量的设备及方法。本方法与现有技术相比，有如下优点：

①本文在双频伪距辅助载波相位模糊度估计方法方面进行了改进，利用伪距和载波相位建立组合差分定位数学模型，先估计和搜索宽巷载波相位模糊度，然后进行模糊度分解，该策略解决了模糊度快速估计问题，实现了快速姿态测量；

②本文利用双频载波相位测量值进行组合解算，得到宽巷载波相位的波长，约为86cm，大于每一个单频载波相位的波长，这一点对求解模糊度是非常有利的，因为波长的增大，意味着在相同的搜索空间内，待定的模糊度组合数要少，从而降低了LAMBDA搜索的难度；

③本文将伪距观测值引入到双差观测方程和法方程中，改善了法方程的强度；

④本文将宽巷载波相位观测值用于模糊度的估计和分解，改善了相对定位法方程的强度，从而提高了载波相位模糊度实数解以及实数解协因数阵的精度，能够更快地完成载波相位模糊度的搜索、整数估计以及分解，实现快速姿态测量；

⑤基于成熟的GPS双频OEM板硬件平台，利用本文的姿态测量方法开发了GPS双频姿态测量设备，该设备具有载波相位模糊度初始化速度快、输出的姿态信息准确以及系统可靠性更高的特点。

笔者对双频GPS载波相位测姿原理、计算步骤和软件算法等进行了详细讨论，某机载项目的效果表明，利用双频GPS载波相位对载体进行测姿是完全可行的。在观测条件良好的情况下，求解整周模糊度的时间小于30s，航向角的精度可以达到优于 $0.25^\circ/L$ ，俯仰角和横滚角的精度可以达到优于 $0.5^\circ/L$ ，其中L代表基线长度，单位为m。载体在静态和动态的情况下，都能实现准确测姿，且不需要静态初始化的过程。这些特性均在新研制出的双频GPS测向接收机中得到了体现。

参考文献

- [1] Teunissen P J G. The Least-square Ambiguity Decorrelation Adjustment: A Method for Fast GPS Interger Ambiguity Estimation[J]. Journal of Geodesy, 1995, 70 (1): 65~82.
- [2] 刘基余. GPS卫星导航定位原理与方法[M]. 北京:科学出版社,2003.
- [3] Erickson C. Investigations of C/A Code and Carrier Measurements and Techniques for Rapid Static GPS Survey[D]. MSc Thesis, University of Calgary, June 1992.

(下转第25页)

Design and Application of High-Data-Rate QAM Demodulator

Guo Xiaofeng, Zheng Xuefeng, Lu Manhong, Li Yanhua

Abstract: In order to meet the exigent requirement, this paper does research on the demodulation algorithm of QAM in the high-data-rate environment. The parallel filter architecture and FFT architecture are adopted to lower the high data rate. And several phase error computation algorithms are studied to meet the requirement of QAM signal tracking in the high-data-rate environment. The practical design and validation show that this demodulator can support up to 1.5Gb/s QAM signal, and behaves a good performance under AWGN that the loss of demodulation is controlled under 1dB.

Key words: High-data-rate; All digital architecture; QAM; Carrier tracking

[作者简介]

郭晓峰 1983年生,硕士,工程师。主要研究方向为高速数传技术。

郑雪峰 1977年生,硕士,高工。主要研究方向为高速数传,测控技术等。

卢满宏 1968年生,硕士,研究员。主要研究方向为航天测控,卫星导航技术等。

李艳华 1963年生,硕士,研究员。主要研究方向为航天测控总体等。

(上接第5页)

[4] 喻国荣. 动对动 GPS 相对定位系统中整周模糊度求解[J]. 中国铁道科学, 2003, 24(4): 41~42.

[5] 魏子卿, 葛茂荣. GPS 相对定位的数学模型[M]. 北京: 测绘出版社, 1998.

[6] Lu G. Development of a GPS Multi - Antenna System for Attitude Determination [D]. PhD Thesis, University of Calgary, January 1995.

[7] 张 浩等. 单频 GPS 定向系统研究[J]. 遥测遥控, 2004, 25(4): 5~8.

An Attitude Determination Method of Dual Frequency GPS Multi-antenna

Zhao Xiaofeng, Li Xiaodong, Zhang Ruwei, Xie Hua

Abstract: The Beijing Research Institute of Telemetry independently worked out a kind of dual-frequency GPS-OEM board which can provide the raw data of dual frequency carrier phase with high precision. By using the board to measure the attitude of the carrier, both the attitude information with high precision and stability results can be obtained. It is an economic and convenient way. This paper studies the dual frequency GPS carrier phase measurement. The dual-frequency GPS carrier phase has the characteristic that it can fit carrier phase together as 86cm on the wide lane measurement. With the dual frequency GPS carrier phase observations, the vacuum of integer ambiguity search space is gotten based on the combination of pseudo-range and carrier phase. Then the LAMBDA method is used to search the integer ambiguity. Large amounts of test data prove that it is feasible to use the dual frequency GPS carrier phase to get the attitude, the attitude initialization is fast and the attitude measurement results have high accuracy.

Key words: GPS; Dual frequency; Carrier phase; Attitude determination; Integer ambiguity

[作者简介]

赵晓峰 1978年生,硕士,高工。主要从事卫星导航高精度定位与应用方面的研究。

李晓东 1968年生,学士,研究员。主要从事卫星导航系统理论方面的研究和设备研发工作。

张如伟 1982年生,硕士,工程师。主要从事卫星导航高精度定位与应用方面的研究。

解 华 1984年生,在读研究生。主要从事 GPS/INS 组合姿态测量方法方面的研究。

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深，让许多工程师望而却步，然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上，我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识，借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养，推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程，化繁为简，直观易学，可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛，让天线设计不再难…



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书，课程从基础讲起，内容由浅入深，理论介绍和实际操作讲解相结合，全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程，可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计，让天线设计不再难…

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程，由经验丰富的专家授课，旨在帮助您从零开始，全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程，边操作边讲解，直观易学；购买套装同时赠送 3 个月在线答疑，帮您解答学习中遇到的问题，让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程，培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合，全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作，同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习，可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试…

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力于专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 **ADS**、**HFSS** 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养, 更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果, 又能免除您舟车劳顿的辛苦, 学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲, 结合实际工程案例, 直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>