

## 一种矢量跟踪环路及其抗干扰性能分析

王伟 李强\* 徐定杰 沈锋  
(哈尔滨工程大学自动化学院 哈尔滨 150001)

**摘要:** 针对GPS信号在接收端的功率较弱,接收机在载噪比低的环境中很容易受到其他信号的干扰,该文提出一种基于矢量跟踪环路的接收机设计方法,在跟踪环路环节对干扰信号进行抑制。以实际的伪距、伪距率误差为状态量,量测得到的伪距、伪距率误差为观测量构建跟踪环路滤波器,利用更新后的接收机位置,计算出接收机与可视卫星间的观测矢量,完成闭环反馈回路。接收机的信号跟踪与导航解算部分融合一体,改变了传统接收机的结构。对比分析标量和矢量跟踪环路的预测伪距方差,来研究矢量跟踪环路对干扰信号的抑制性能。采用实际卫星星历进行仿真实验,验证了矢量跟踪环路比标量跟踪环路的预测伪距方差小,抗干扰能力强。

**关键词:** 全球定位系统(GPS); 矢量跟踪; Kalman 滤波器; 观测矢量; 抗干扰

中图分类号: TN966

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2013)07-1581-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.01490

## A Design Method and Anti-jamming Performance Analysis for Vector Tracking Loop

Wang Wei Li Qiang Xu Ding-jie Shen Feng  
(Institute of Automation, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

**Abstract:** Due to the power of GPS signal is weak at the receiver, it is easy for receiver to be disturbed in lower carrier-to-noise power density ratio ( $C/N_0$ ) environment, a design method of vector tracking loop is proposed, that jamming signals are suppressed in the tracing loop. Actual pseudorange error and pseudorange-rate error are considered as statements, measured pseudorange errors and pseudorange-rate errors are used as measurement information for structure filter. After receiver position is updated, line-of-sight vectors between the receiver and visible satellites can be calculated, then tracking feedback loop is accomplished. The anti-jamming performance of vector tracking loop is analyzed through comparing the predicted pseudorange variance with scalar loop. Actual satellite ephemeris is collected for simulation experiment, the results show that the predicted pseudorange variance of vector tracking loop is lower and the anti-jamming performance is better than the scalar loop.

**Key words:** GPS; Vector tracking; Kalman filter; Line-of-sight; Anti-jamming

### 1 引言

ICD-200 标准指出,传统 GPS 接收机的抗干扰容限在 24 dB 左右,随着人为干扰技术和各种无线传输网络的快速发展,GPS 接收机的抗干扰能力迫切需要提高。射频(radio frequency)干扰能够降低 GPS 信号的载噪比,从而影响接收机的跟踪环路性能。GPS 信号采用扩频技术在一定程度上抑制了其他信号和噪声的干扰,然而当干扰信号与 GPS 信号功率比为 30 dB 时,接收机将不能解扩出 GPS 信号中的数据信息,并且几瓦的干扰功率便可以使 200 km 以内的 GPS 接收机无法正常工作<sup>[1]</sup>。根据频带

宽度可将干扰信号分为宽带干扰和窄带干扰两种类型,针对不同类型干扰信号,抗干扰技术主要分为前相关抗干扰技术(Pre-correlation mitigation techniques)和后相关抗干扰技术(Post-correlation mitigation techniques)。基于阵列天线的空时信号处理方法是一种主要的前相关抗干扰技术,常被用来抑制宽带噪声干扰。2011 年,文献[2]提出一种数据选择 Householder 多级维纳滤波器算法,用于 GPS 信号空时抗干扰处理中。自适应跟踪环路滤波技术和 GPS/INS 组合导航技术则常用来抑制窄带噪声干扰<sup>[3]</sup>。

针对窄带噪声,文献[4]在跟踪环路中设计了一种自适应滤波器,动态调整环路带宽,使接收机的动态跟踪性能与抗干扰能力之间保持平衡。文献[5,6]则采用 INS 的量测信息辅助 GPS 接收机的跟踪环

2012-11-16 收到,2013-02-01 改回

新世纪优秀人才支持计划(NCET-11-0827)和国家自然科学基金(60704018)资助课题

\*通信作者:李强 liqiang198780@163.com

路,减小码环和载波环的环路带宽从而提高系统的抗干扰能力。然而在高动态情况或载噪比过低的情况下,自适应跟踪环路滤波器的权系数设计难度较大, GPS/INS 组合导航技术则存在两个系统时间同步的问题<sup>[7]</sup>。文献[8-10]指出了 GPS 矢量跟踪环路比传统的标量跟踪环路的信号跟踪能力更强,但并没有分析矢量跟踪环路的抗干扰能力。

本文提出的 GPS 矢量跟踪结构抗干扰方法属于后相关抗干扰技术,接收机各个通道信息通过滤波器融合为一起。采用实际的伪距误差、伪距率误差作为跟踪通道滤波器状态量,标量跟踪环路直接将伪距、伪距率误差反馈给各通道进行误差校正,而矢量跟踪环路得到伪距、伪距率误差后,利用接收机与可视卫星之间的单位观测矢量计算出载体位置误差,下一时刻各通道伪距、伪距率误差校正量可以通过更新后的载体位置估计到。比较标量跟踪环路和矢量跟踪环路预测的伪距方差,来分析矢量跟踪环路的抗干扰能力。

## 2 矢量跟踪环路 GPS 接收机原理

### 2.1 伪距与伪距率

传统的 GPS 接收机采用标量跟踪环路模式,每个通道跟踪一颗卫星,各个通道之间不存在信息交流。每个通道内的鉴别器计算出 C/A 码相位误差和载波相位误差后,相位误差经过滤波后直接反馈给本通道的码/载波数控振荡器(NCO),NCO 调节本地 C/A 码和载波产生频率,使本地复制的码相位、载波频率与 GPS 信号中的码相位、载波频率一致,从而完全剥离接收信号中的 C/A 码和载波,解扩出导航数据信号。由于外部干扰和接收机内部热噪声的影响,本地复制的码相位、载波频率与接收的 GPS 信号中码相位、载波频率始终存在误差,跟踪环路始终处于动态调整的过程,使码相位误差和载波相位误差保持在一定范围之内。接收机相对于卫星的伪距和伪距率可以通过码相位和载波相位获得,从而解算出接收机的位置与速度。

接收机测量到与第  $i$  颗卫星之间的伪距  $\rho_i$  为

$$\rho_i = r_i + ct_u + \eta_{\rho_i} \quad (1)$$

式中  $r_i$  为接收机与卫星之间的实际距离,  $r_i = \sqrt{(x_u - x^i)^2 + (y_u - y^i)^2 + (z_u - z^i)^2}$ ,  $(x_u, y_u, z_u)$  和  $(x^i, y^i, z^i)$  分别为接收机和第  $i$  颗卫星在地心地固坐标系(ECEF)中的坐标。 $c$  为光速,  $t_u$  为时钟偏差,  $\eta_{\rho_i}$  为量测到的伪距噪声。 $r_i$  对  $x_u$  求偏导数得

$$\partial r_i / \partial x_u = (x_u - x^i) / r_i = e_x^i \quad (2)$$

同理可以求得  $\partial r_i / \partial y_u = e_y^i$ ,  $\partial r_i / \partial z_u = e_z^i$ , 定义

$e^i = (e_x^i, e_y^i, e_z^i)$  为接收机与第  $i$  颗卫星之间的单位观测矢量。

对式(1)进行一阶泰勒展开,得到接收机与第  $i$  颗卫星之间的量测伪距误差  $\delta\rho_i$

$$\delta\rho_i = e_x^i \delta x_u + e_y^i \delta y_u + e_z^i \delta z_u - c\delta t_u + \eta_{\rho_i} \quad (3)$$

接收机从第  $i$  颗卫星接收到的信号载波频率<sup>[8]</sup>  $f_i$  为

$$f_i = f_s \cdot [1 - [(v_i - v_u) \cdot e^i] / c] / (1 + \dot{t}_u) \quad (4)$$

式中  $f_s$  为信号从卫星发射时刻的频率,  $\dot{t}_u$  为接收机钟差漂移,  $v_i$  为第  $i$  颗卫星的速度,可以由卫星星历计算得到,  $v_u$  为接收机速度。对式(4)进行整理得

$$c(f_i - f_s) / f_s = v_u e^i - c\dot{t}_u + (1 + f_i c\dot{t}_u / f_s - v_i e^i) \quad (5)$$

式中  $c(f_i - f_s) / f_s$  即为接收机相对于第  $i$  颗卫星的伪距率  $\dot{\rho}$ ,  $1 + f_i / f_s \cdot c\dot{t}_u - v_i e^i$  为量测的伪距率噪声  $\eta_{\dot{\rho}}$ , 令  $(\dot{x}_u, \dot{y}_u, \dot{z}_u)$  为接收机速度的分量,则由式(5)可以得到伪距率的表达式:

$$\dot{\rho} = \dot{x}_u e_x^i + \dot{y}_u e_y^i + \dot{z}_u e_z^i - c\dot{t}_u + \eta_{\dot{\rho}} \quad (6)$$

### 2.2 矢量跟踪环路结构及工作流程

本文设计的矢量跟踪环路将信号的跟踪与导航解算融合在了一起,图1是矢量跟踪环路接收机的结构图。跟踪通道鉴别器得到码相位误差和载波频率误差后,不再将误差量作为校正信息直接反馈给对应通道 NCO,而是计算出接收机相对于卫星的伪距、伪距率。然后通过滤波器估算出接收机下一时刻的位置和速度,利用更新后的位置与速度计算下一时刻的单位观测矢量,从而预测出下一时刻的码相位误差和载波频率误差。

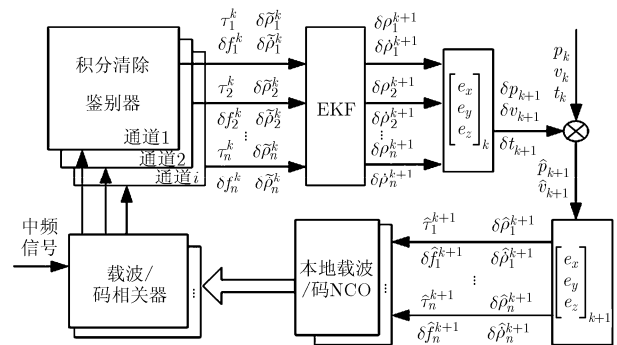


图1 矢量跟踪环路接收机结构图

矢量跟踪环路工作流程如下:

(1)每个跟踪通道的鉴别器计算出码相位误差  $\tau$  和载波频率误差  $\delta f$ 。

(2)每个跟踪通道量测的伪距误差  $\delta\rho$  和伪距率误差  $\delta\dot{\rho}$  可以由  $\tau$  和  $\delta f$  计算得到

$$\delta\rho = \tau \cdot c / f_{c/a} \quad (7)$$

$$\delta\dot{\rho} = -\delta f \cdot c / f_{L1} \quad (8)$$

式(7)中,  $f_{c/a}=1.023$  MHz是C/A码频率, 式(8)中,  $f_{L1}=1575.42$  MHz为L1载波频率。

(3)  $\delta\tilde{\rho}$  和  $\delta\tilde{\rho}^i$  为量测量, 实际的伪距误差  $\delta\rho$ , 伪距率误差  $\delta\dot{\rho}$  为状态量建立EKF滤波器, 在  $k$ 时刻可以估计出  $k+1$ 时刻滤波器的状态量, 在  $k+1$ 时刻量测信息进入滤波器时, 该状态量得到更新。

(4)若有  $n$ 颗可视卫星, 根据式(3)和式(6), 接收机在  $k+1$ 时刻的位置误差  $\delta p$ , 速度误差  $\delta v$  由观测矢量  $[e_x^i, e_y^i, e_z^i]$  与  $\delta\rho, \delta\dot{\rho}$  计算得到

$$\begin{bmatrix} \delta\rho^1 \\ \vdots \\ \delta\rho^n \\ \delta\dot{\rho}^1 \\ \vdots \\ \delta\dot{\rho}^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_x^1 & e_y^1 & e_z^1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ e_x^n & e_y^n & e_z^n & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e_x^1 & e_y^1 & e_z^1 & 0 & -1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & e_x^n & e_y^n & e_z^n & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta x \\ \delta y \\ \delta z \\ \delta\dot{x} \\ \delta\dot{y} \\ \delta\dot{z} \\ \delta t \\ \delta\dot{t} \end{bmatrix} + \mathbf{V} \quad (9)$$

式(9)中,  $(\delta x, \delta y, \delta z)$  为  $\delta p$  在  $x, y, z$  方向上的分量,  $(\delta\dot{x}, \delta\dot{y}, \delta\dot{z})$  为  $\delta v$  在  $x, y, z$  方向上的分量,  $\delta t$  为时钟偏差,  $\delta\dot{t}$  为时钟漂移,  $\mathbf{V}$  为量测通道的伪距噪声和伪距率噪声。

(5)预测接收机  $k+1$ 时刻的位置与速度

$$\hat{p}_{k+1} = \delta p_{k+1} + p_k \quad (10)$$

$$\hat{v}_{k+1} = \delta v_{k+1} + v_k \quad (11)$$

(6)利用更新后的接收机位置和卫星星历计算  $k+1$ 时刻的观测矢量  $[e_x^i, e_y^i, e_z^i]_{k+1}$ 。

(7)再次利用式(9), 预测出  $k+1$ 时刻各通道伪距误差、伪距率误差。

(8)由式(7)和式(8), 预测出  $k+1$ 时刻各通道的码相位误差  $\hat{\tau}_i^{k+1}$  和载波频率误差  $\hat{\delta f}_i^{k+1}$ 。

(9)  $\hat{\tau}_i^{k+1}$  和  $\hat{\delta f}_i^{k+1}$  输入本地NCO调节C/A码和载波的复制频率, 在下一时刻与接收到的信号做相关运算, 完成整个跟踪环路。

### 2.3 矢量跟踪环路滤波方程

若有  $n$ 颗可视卫星, 每个通道量测到的伪距误差、伪距率误差作为量测信息  $\tilde{\mathbf{Z}} = [\delta\tilde{\rho}^1 \ \delta\tilde{\rho}^1 \ \dots \ \delta\tilde{\rho}^n \ \delta\tilde{\rho}^n]$ , 实际的伪距误差、伪距率误差作为状态信息  $\mathbf{X} = [\delta\rho^1 \ \delta\dot{\rho}^1 \ \dots \ \delta\rho^n \ \delta\dot{\rho}^n]$ 。量测误差  $(\delta\tilde{\rho} \ \delta\dot{\tilde{\rho}})$  可以理解为接收机本地预测产生的伪距、伪距率  $(\hat{\rho} \ \hat{\rho})$  与实际的伪距、伪距率  $(\rho \ \dot{\rho})$  之间的差值, 量测误差等于真实误差加上量测噪声, 则滤波器量测方程为

$$\tilde{\mathbf{Z}} = \mathbf{I}_{2n \times 2n} \mathbf{X} + \mathbf{V} \quad (12)$$

式中  $\mathbf{V}$  是均值为0, 方差为  $\delta_v^2$  的高斯白噪声。

状态方程为

$$\begin{bmatrix} \delta\rho^1 \\ \delta\dot{\rho}^1 \\ \vdots \\ \delta\rho^n \\ \delta\dot{\rho}^n \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} \mathbf{m} & 0_{2 \times 2} & \dots & 0_{2 \times 2} \\ 0_{2 \times 2} & \mathbf{m} & 0_{2 \times 2} & \vdots \\ \vdots & 0_{2 \times 2} & \ddots & \vdots \\ 0_{2 \times 2} & \dots & \dots & \mathbf{m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta\rho^1 \\ \delta\dot{\rho}^1 \\ \vdots \\ \delta\rho^n \\ \delta\dot{\rho}^n \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ e_x^1 & e_y^1 & e_z^1 & 0 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ e_x^n & e_y^n & e_z^n & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \eta_x \\ \eta_y \\ \eta_z \\ \eta_b \\ \eta_d \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中  $\mathbf{m} = [1 \ T; 0 \ 1]$ ,  $T$  为预检测积分时间,  $\eta_b$  和  $\eta_d$  分别是时钟偏差和钟差漂移,  $\eta_x, \eta_y, \eta_z$  分别是伪距率在观测矢量的  $x, y, z$  方向上的动态过程噪声。令  $\eta_b$  和  $\eta_d$  的方差分别为  $\sigma_b^2$  和  $\sigma_d^2$ ,  $\eta_x, \eta_y$  和  $\eta_z$  的方差分别为  $\sigma_x^2, \sigma_y^2$  和  $\sigma_z^2$ , 根据Kalman滤波器基本原理<sup>[11]</sup>, 时钟误差协方差矩阵  $\mathbf{Q}_c$  和动态误差协方差矩阵  $\mathbf{Q}_d$  分别为

$$\mathbf{Q}_c = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_c & \dots & \mathbf{q}_c \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{q}_c & \dots & \mathbf{q}_c \end{bmatrix}_{m \times m} \quad (14)$$

式中  $\mathbf{q}_c = [\sigma_b^2 T + \sigma_d^2 T^3 / 3 \ \sigma_d^2 T^2 / 2; \ \sigma_d^2 T^2 / 2 \ \sigma_d^2]$ ;

$$\mathbf{Q}_d = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_{1,1}^d & \mathbf{q}_{1,2}^d & \dots & \mathbf{q}_{1,n}^d \\ \mathbf{q}_{2,1}^d & \mathbf{q}_{2,2}^d & \dots & \mathbf{q}_{2,n}^d \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{q}_{n,1}^d & \mathbf{q}_{n,2}^d & \dots & \mathbf{q}_{n,n}^d \end{bmatrix} \quad (15)$$

式中  $\mathbf{q}_{i,j}^d = [\mathbf{E}_{i,j} T^3 / 3 \ \mathbf{E}_{i,j} T^3 / 2; \ \mathbf{E}_{i,j} T^3 / 2 \ \mathbf{E}_{i,j} T]$ ,  $\mathbf{E}_{i,j} = [e_x^i e_x^j \sigma_x^2 + e_y^i e_y^j \sigma_y^2 + e_z^i e_z^j \sigma_z^2]$ 。

由式(14)可知, 接收机的时钟误差影响着每个跟踪通道的状态量, 由式(15)可知, 接收机位置和速度的改变将影响  $\mathbf{E}_{i,j}$  中的观测矢量, 进而影响每个跟踪通道的状态量。从式(14)和式(15)还可以看出,  $\mathbf{Q}_c$  和  $\mathbf{Q}_d$  非对角线上的元素将各个跟踪通道信息联系在了一起, 即一个跟踪通道的信息将会影响到其他通道的信息。

### 3 伪距方差及抗干扰分析

标量跟踪环路可以理解为将伪距误差和伪距率误差直接为校正信息完成反馈环路, 而矢量跟踪环路将伪距误差和伪距率误差作为中间变量来计算接收机的位置、速度等导航信息, 用更新后的导航信息预测下一时刻本地伪距及伪距率, 再与接收到的

伪距和伪距率信息在下一刻做相关运算完成闭合跟踪环路。

先单独考虑伪距量测信息,在标量跟踪环路中,量测方程为

$$\delta\tilde{\rho} = \mathbf{I}_{n \times n} \delta\rho + \mathbf{V}_\rho \quad (16)$$

利用最小二乘法,可得

$$\delta\rho = (\mathbf{I}_{n \times n}^T \cdot \mathbf{R}_\rho^{-1} \cdot \mathbf{I}_{n \times n})^{-1} \cdot \mathbf{I}_{n \times n}^T \cdot \mathbf{R}_\rho^{-1} \cdot \delta\tilde{\rho} \quad (17)$$

式中  $\mathbf{R}_\rho = \delta_v^2 \cdot \mathbf{I}_{n \times n}$ , 假设各个通道量测伪距噪声方差相等, 值均为  $\delta_v^2$ 。

跟踪环路的目的是使预测的伪距误差  $\delta\hat{\rho}$  等于实际伪距误差  $\delta\rho$ , 则  $\delta\hat{\rho}$  的协方差矩阵为

$$\mathbf{Q}_{\delta\hat{\rho}} = (\mathbf{I}_{n \times n}^T \cdot \mathbf{R}_\rho^{-1} \cdot \mathbf{I}_{n \times n})^{-1} = \mathbf{I}_{n \times n} \cdot \delta_v^2 \quad (18)$$

从式(18)可以看出, 每个跟踪通道的预测伪距方差相等。

在矢量跟踪环路中, 只考虑公式(9)中的伪距信息, 则

$$\begin{bmatrix} \delta\tilde{\rho}^1 \\ \vdots \\ \delta\tilde{\rho}^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_x^1 & e_y^1 & e_z^1 & -1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ e_x^n & e_y^n & e_z^n & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta x \\ \delta y \\ \delta z \\ \delta t \end{bmatrix} + \mathbf{V}_\rho \quad (19)$$

式(19)可以写为

$$\delta\tilde{\rho} = \mathbf{H}_{n \times n} \delta\mathbf{X} + \mathbf{V}_\rho \quad (20)$$

利用最小二乘法, 可得

$$\delta\mathbf{X} = (\mathbf{H}_{n \times 4}^T \cdot \mathbf{R}_\rho^{-1} \cdot \mathbf{H}_{n \times 4})^{-1} \cdot \mathbf{H}_{n \times 4}^T \cdot \mathbf{R}_\rho^{-1} \cdot \delta\tilde{\rho} \quad (21)$$

$\delta\mathbf{X}$  的协方差矩阵为

$$\mathbf{Q}_{\delta\mathbf{X}} = (\mathbf{H}_{n \times 4}^T \cdot \mathbf{R}_\rho^{-1} \cdot \mathbf{H}_{n \times 4})^{-1} = \delta_v^2 (\mathbf{H}_{n \times 4}^T \cdot \mathbf{H}_{n \times 4})^{-1} \quad (22)$$

$\delta\mathbf{X}$  作为中间变量预测下一时刻的伪距误差

$$\delta\hat{\rho} = \mathbf{H}_{n \times n} \delta\mathbf{X} \quad (23)$$

因此,  $\delta\hat{\rho}$  的协方差矩阵为

$$\mathbf{Q}_{\delta\hat{\rho}} = \delta_v^2 \cdot \mathbf{M} \quad (24)$$

式中  $\mathbf{M} = \mathbf{H}_{n \times 4} \cdot (\mathbf{H}_{n \times 4}^T \cdot \mathbf{H}_{n \times 4})^{-1} \cdot \mathbf{H}_{n \times 4}^T$ , 可以看出, 各个通道的预测伪距方差等于  $\delta_v^2$  分别乘以  $\mathbf{M}$  矩阵的对角线元素,  $\mathbf{M}$  矩阵中的元素是由  $\mathbf{H}$  矩阵中观测矢量所构成的。同理可以分析伪距率量测信息。

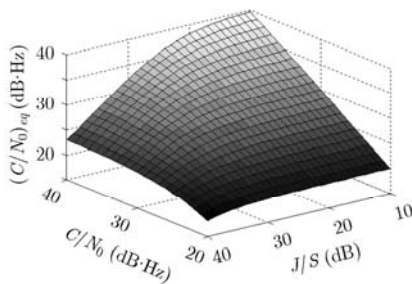


图2  $(C/N_0)_{eq}$ ,  $C/N_0$  与  $J/S$  的3维关系图

式(18)和式(24)中的量测伪距噪声方差  $\delta_v^2$  与信号的载噪比有关<sup>[12]</sup>

$$\delta_v^2 = \left( \frac{c}{R_c} \right)^2 \frac{4Fd^2B}{10^{(C/N_0)_{eq}/10}} \left[ 2(1-d) + \frac{4Fd}{10^{(C/N_0)_{eq}/10} T} \right] \quad (25)$$

式中  $R_c$  为C/A码码片速率,  $F$  为码相位鉴别器类型因子,  $d$  为相关器间隔,  $B$  为码环带宽,  $(C/N_0)_{eq}$  为存在干扰时等效的载噪比,  $(C/N_0)_{eq}$  与信号中不存在干扰时的  $C/N_0$  关系为

$$(C/N_0)_{eq} = -10 \lg(10^{-(C/N_0)/10} + 10^{(J/S)/10} / QR_c) \quad (26)$$

式中  $J/S$  为干扰信号与接收信号的功率比,  $Q$  为调整系数(窄带干扰为1, 宽带干扰为2)。

图2给出了  $(C/N_0)_{eq}$ ,  $C/N_0$  和  $J/S$  的3维关系图, 随着干扰信号功率的增加,  $(C/N_0)_{eq}$  相应与  $C/N_0$  的值越来越小。图3给出了  $J/S=10$  dB,  $J/S=30$  dB和  $J/S=40$  dB时,  $(C/N_0)_{eq}$  和  $C/N_0$  之间的关系曲线。由于增加了干扰信号功率,  $J/S$  随之增大, 由式(26)知, 在  $C/N_0$  不变的情况下,  $(C/N_0)_{eq}$  将不断减小。

对于接收机跟踪环路, 若每个通道所跟踪信号的等效载噪比相同, 由式(25)可知, 则干扰对每个通道量测的伪距噪声方差影响是一样的。由于标量跟踪环路是独立工作的, 由式(18)可知, 干扰对每个通道的预测伪距方差的影响也是一样的。而矢量跟踪环路之间可以进行信息交流, 由式(24)知, 干扰对每个通道预测的伪距方差受  $\mathbf{M}$  矩阵中观测矢量的影响。

## 4 仿真结果与分析

### 4.1 矢量跟踪环路的伪距预测性能

在2012年6月4日08:32:35时刻, 下载Yuma格式的卫星历书, 每5 min记录一次可视卫星的位置, 共持续12 h。接收机位置设置在哈尔滨工程大学, 经度为126.6°E, 纬度为45.8°N, 仰角大于15°的卫星为可视卫星。图4为12 h内观察到的可视卫星数目及所对应的PDOP值, PDOP值的大小将影响定位的精度, PDOP值越大, 定位误差将越大。在9:30

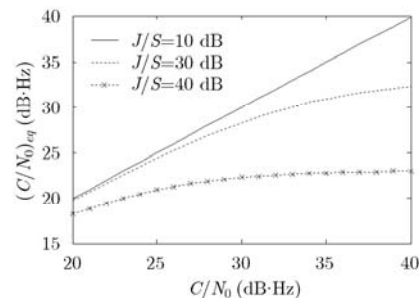


图3 10 dB, 30 dB, 40 dB干扰下  $(C/N_0)_{eq}$  曲线图

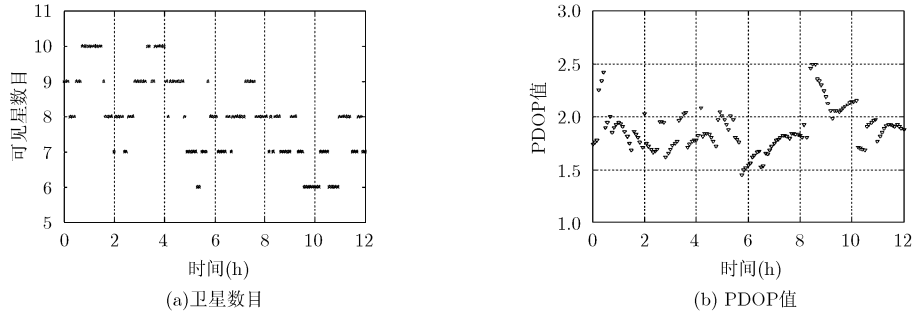


图4 可视卫星数目及PDOP值

时, 有 10 颗可视卫星, 图 5(a)给出了此时标量跟踪环路和矢量跟踪环路在不同载噪比下的伪距均方根误差(RMS)。正如式(18)和式(24)分析的, 标量环路每个通道的伪距 RMS 都相等, 如图中实线所示。矢量环路各个通道的伪距 RMS 则互不相同, 但都比标量环路的伪距 RMS 小, 如图中虚线所示。图 5(b)给出了  $C/N_0=35\text{ dB}\cdot\text{Hz}$  时, 矢量跟踪环路中 12 h 内的最大伪距方差和最小伪距方差, 而由式(24)可知, 标量跟踪环路在  $C/N_0=35\text{ dB}\cdot\text{Hz}$  时, 伪距方差为  $13.7\text{ m}^2$ 。从仿真结果可以看出矢量方法伪距最大方差值在 9 上下波动, 而最小方差值在 4 左右, 这是由于在矢量方法中, 各跟踪通道之间的信息在 EKF 中进行了交流, 使得矢量方法的伪距方差小于标量方法。

4.2 矢量跟踪环路的抗干扰性能

干扰信号改变了接收信号的载噪比, 从而影响了量测伪距误差和跟踪环路所预测的伪距。主要仿真参数为: 式(26)中,  $Q=1$ , 即考虑窄带干扰, 式(25)中,  $d=0.5$  个码片,  $F=0.5$ ,  $B=1\text{ Hz}$ ,  $T$  为  $20\text{ ms}$ ,  $J/S$  的取值范围为  $0\text{--}40\text{ dB}$ 。

一般认为载噪比  $C/N_0$  小于  $28\text{ dB}\cdot\text{Hz}$  的 GPS 信号为弱信号, 故在  $J/S=0\text{ dB}$  时, 标量跟踪环路的接收机载噪比门限通常设定为  $28\text{ dB}\cdot\text{Hz}$ , 由式(18)和式(25)知, 此时的伪距  $\text{RMS}=8.58\text{ m}$ 。现以  $\text{RMS}=8.58\text{ m}$  为参考, 来分析当  $J/S$  增大时, 标量跟踪环路和矢量跟踪环路的载噪比门限的变化情况。表 1

中给出了标量跟踪环路和矢量跟踪环路在不同  $J/S$  下的载噪比门限, 可以看出, 在相同的  $J/S$  下, 矢量跟踪环路要比标量跟踪环路的载噪比门限低, 且随着  $J/S$  的增加, 这种优势愈加明显。矢量跟踪环路各通道信息之间的交流有效降低了干扰信号对跟踪环路的影响。

表 1 不同  $J/S$  下的跟踪环路载噪比门限

干扰强度 $J/S$ (dB)	标量方法载 噪比门限 (dB·Hz)	矢量方法载噪比门限 (dB·Hz)	
		最大值	最小值
0	28.0	25.7	22.7
20	28.2	25.8	22.8
30	29.7	26.6	23.0
35	40.0	29.4	24.2

当  $J/S=0\text{ dB}$ ,  $20\text{ dB}$ ,  $30\text{ dB}$  和  $35\text{ dB}$  时, 在标量跟踪环路中, 图 6 给出了跟踪环路载噪比门限随着  $J/S$  的变化曲线; 在矢量跟踪环路中, 图 7 和图 8 分别给出了跟踪环路中最大载噪比门限和最小载噪比门限随着  $J/S$  的变化曲线。

从表 1 和图 6-图 8 可以看出, 标量跟踪环路和矢量跟踪环路的载噪比门限都随着  $J/S$  的增大而增大。当  $J/S=0\text{ dB}$  时, 矢量方法中最大和最小载噪比门限分别比标量方法的载噪比门限低  $2.3\text{ dB}\cdot\text{Hz}$  和  $5.3\text{ dB}\cdot\text{Hz}$ , 而当  $J/S=20\text{ dB}$ ,  $30\text{ dB}$  和  $35\text{ dB}$  时,

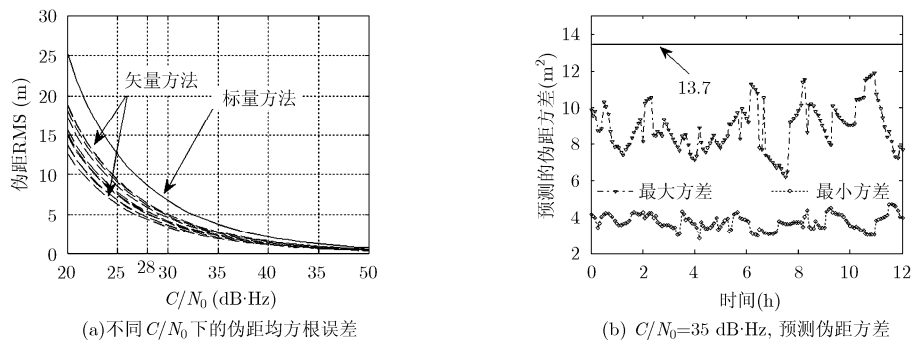


图 5 伪距均方根误差及预测伪距方差

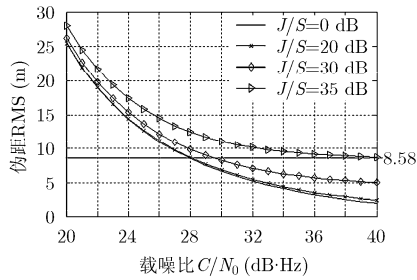


图6 标量跟踪环路载噪比门限

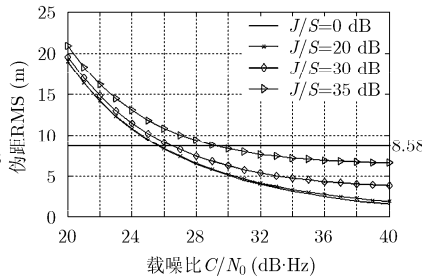


图7 矢量跟踪环路最大载噪比门限

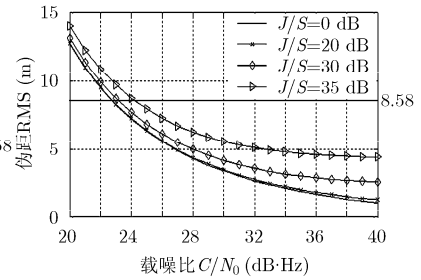


图8 矢量跟踪环路最小载噪比门限

矢量方法最大载噪比门限比标量方法载噪比门限低  $2.4 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$ 、 $3.1 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$  和  $10.6 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$ ，矢量方法最小载噪比门限比标量方法载噪比门限低  $5.4 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$ 、 $6.7 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$  和  $15.8 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$ 。说明存在干扰信号与不存在干扰信号相比，矢量跟踪环路相对于标量跟踪环路的载噪比门限值更低，且随着  $J/S$  的增加，这种优势愈加明显。由此可见，在存在干扰信号的环境中，矢量跟踪环路相对与标量跟踪环路的优势更加明显。

另外， $J/S=20 \text{ dB}$ 、 $30 \text{ dB}$  和  $35 \text{ dB}$  相对于无干扰时，在标量跟踪环路中，载噪比门限分别增大了  $0.2 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$ 、 $1.7 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$  和  $12 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$ ，而矢量跟踪环路中最大载噪比门限分别只增加了  $0.1 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$ 、 $0.9 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$  和  $3.7 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$ ，最小载噪比门限也只增加了  $0.1 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$ 、 $0.3 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$  和  $1.5 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$ 。说明了矢量跟踪环路相对于标量跟踪环路能够降低干扰信号对环路的影响，这是由于矢量跟踪环路模型更接近接收机真实的工作状态。

## 5 结论

标量跟踪环路中，各个跟踪通道获得的信息之间无法进行交流，载体的动态性和跟踪环路中信号的动态性在这种跟踪环路结构中并没有体现出来。而接收机在实际工作中，载体的动态性能是通过观测矢量与各个跟踪通道内信号的动态性联系起来，即接收机位置和速度的更新将通过观测矢量影响到每个跟踪通道的信号跟踪。本文提出的矢量跟踪算法通过建立扩展 Kalman 滤波器将各个跟踪通道的信息融合在了一起，噪声协方差矩阵解释了跟踪通道之间可以进行信息交流的原因，矢量跟踪环路模型更接近接收机真实的工作状态。采用实际的卫星星历信息，分析了标量环路和矢量环路的伪距预测性能，在此基础上研究了矢量跟踪环路的抗干扰能力。仿真结果表明，本文提出的矢量跟踪环路相对于标量环路有更高的伪距预测精度和更好的抑制窄带干扰能力。

## 参考文献

[1] 卢艳娥, 谈展中, 杨军, 等. 用于双卫星导航系统用户接收机抗干扰的自适应干扰正交约束下的最佳信号增强算法[J]. 电

- 子学报, 2004, 32(8): 1239-1243.
- [2] 黄庆东, 张林让, 王纯, 等. 基于 Householder 多级最小模级联相消器导航接收机空时抗干扰方法[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(12): 2807-2812.
- [3] 唐康华, 黄新生, 胡小平. 卫星/MIMU 嵌入式导航接收机抗干扰性能分析[J]. 国防科技大学学报, 2007, 29(3): 50-55.
- [4] Hwang S S and Speyer L J. Particle filters with adaptive resampling technique applied to relative positioning using gps carrier-phase measurements[J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2011, 19(6): 1384-1396.
- [5] Babu R and Wang J L. Ultra-tight GPS/INS/PL integration: a system concept and performance analysis[J]. *GPS Solutions*, 2009, 13(1): 75-82.
- [6] Grewal S M, Weill R L, and Andrews P A. *Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration*[M]. Second Edition, New Jersey: John Wiley & Sons, 2007: 342-365.
- [7] Lashley M. Modeling and performance analysis of GPS vector tracking algorithms[D]. [Ph.D. dissertation], Auburn University, 2009.
- [8] Lashley M, Bevely M D, and Hung Y J. Performance analysis of vector tracking algorithms for weak GPS signals in high dynamics[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2009, 3(4): 661-673.
- [9] Henkel P, Giger K, and Günther C. Multifrequency, multisatellite vector phase-locked loop for robust carrier tracking[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2009, 3(4): 674-681.
- [10] Kwang H K, Gyu I J, and Sung H I. Adaptive vector-tracking loop for low-quality GPS signals[J]. *International Journal of Control, Automation, and Systems*, 2011, 9(4): 709-715.
- [11] 秦永元, 张洪钺, 汪叔华. 卡尔曼滤波与组合导航原理[M]. 西安: 西北工业大学出版社, 1998: 42-45.
- [12] Kaplan D E and Hegarty J C. *Understanding GPS, Principles and Application*[M]. Second Edition, Norwood: Artech House, 2006: 459-554.

- 王伟: 男, 1979年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为卫星、无线电导航、扩频通信。
- 李强: 男, 1987年生, 博士, 研究方向为卫星导航、GPS/INS 组合导航。
- 徐定杰: 男, 1966年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为卫星导航技术、信号检测技术。