

文章编号: 1001-2486(2006)05-0090-04

# GPS 多天线多径抑制技术\*

王 伟, 张文明

(国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

**摘 要:** 针对小范围多天线系统中多径对各相关通道之间信噪比测量值影响的相关性, 采用基于“当前统计”模型的扩展卡尔曼滤波技术得到多径信号各参数, 从而消去多径信号影响。分析了多径对信噪比的影响, 建立了扩展卡尔曼滤波的状态方程和观测方程。仿真表明, 该方法能够有效地降低由多径引起的伪距测量误差和相位测量误差。

**关键词:** 全球定位系统; 扩展卡尔曼滤波; 多径; 信噪比

**中图分类号:** V243 **文献标识码:** B

## GPS Multipath Rejection through Multi-antenna

WANG Wei, ZHANG Wen-ming

(College of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

**Abstract:** As the signal-to-noise ratio measurement of each correlation channel fixed in a small area is correlated for multipath signal, the paper proposed a method to reject multi-path by filtering the parameter of multi-path through EKF based on current statistical model. The effect of multi-path to SNR was analyzed. State formula and measure formula WERE built. The proposed method is proved to be effective in reducing range measurement error and phase measurement error through simulation.

**Key words:** GPS; EKF; multipath; SNR

全球定位系统(GPS)精密定位中 90% 的误差由多径引起, 对于目前接收机可以引起高达 15m 的伪距测量误差和 5cm 的相位测量误差<sup>[1]</sup>, 其中可以模拟成一个或多个伪随机码调制信号与延迟信号之和的镜面多径由于相关度高而成为主要影响。

静态测量中多径影响可以通过绘制天线周围的多径环境图来修正, 此法复杂且对环境变化敏感。当前抑制多径影响主要是通过天线设计、改进接收机技术以及信号处理技术实现。通过天线设计可以对来自地面的多径影响加以抑制, 但难以消除来自天线上方的多径信号<sup>[2]</sup>。影响多径误差的因素主要是多径信号的幅度和早发码和迟发码的时间间隔<sup>[3]</sup>, 采用减少早发码和迟发码的时间间隔的窄相关器可以有效消除较长延迟时间的多径信号<sup>[4]</sup>, 短延迟多径信号由于具有较大幅度且难以通过改进接收机技术加以抑制而带来较大误差<sup>[5]</sup>, 成为信号处理技术的主要研究对象。文献[6]采用最大似然估计器和逆滤波估计器估计多径信号的延迟和反射强度, 文献[7-8]利用信噪比修正差分相位测量中的多路径误差。

### 1 多径对信噪比的影响

假定各路多径信号与直达信号载波频率相同, 并忽略导航数据, 接收信号为<sup>[9]</sup>

$$s(t) = A \sum_{i=0}^n a_i c(t - \tau_i) \cos(\omega_0 t + \gamma_i) \quad (1)$$

其中  $A$  为卫星信号幅度;  $c(t)$  为伪码;  $\tau_i$  为各路径信号相对直达信号的延迟时间;  $\omega_0$  为载波角频率;  $n$  为接收信号数目,  $n=0$  对应直达信号;  $a_i$  为各路径反射系数(通常小于 1),  $a_0=1$  对应直达信号系数;  $\gamma_i$

\* 收稿日期: 2006-03-31

基金项目: 国家部委基金资助项目(51404030204KG0106)

作者简介: 王伟(1970—), 男, 副教授, 博士。

为多径信号相位,  $\gamma_0$  为直达信号相位。

在 GPS 接收机中,常利用本地码的当前码(P)、早发码(E)、迟发码(L)与同相(I)、正交(Q)通道的数字中频信号的相关值进行伪码跟踪和载波相位跟踪,信号平均功率通常通过测量当前相关器得出,即平均功率表示为<sup>[1]</sup>

$$P = IP^2 + QP^2 \quad (2)$$

$IP$ 、 $QP$  分别表示同相信号、正交信号与当前码的即时相关值,表示如下:

$$IP = \sum_{i=0}^n a_i \frac{A}{2} R(\hat{\tau}_c - \tau_i) \cos(\gamma_i - \hat{\gamma}_c), \quad QP = \sum_{i=0}^n a_i \frac{A}{2} R(\hat{\tau}_c - \tau_i) \sin(\gamma_i - \hat{\gamma}_c) \quad (3)$$

其中,  $\hat{\tau}_c$  为接收信号的码延迟时间估计值,  $\hat{\gamma}_c$  为接收信号载波相位估计值,  $R(\cdot)$  为伪码自相关函数。

假定只有一路多径信号,由(2)、(3)式得

$$P = R^2(\hat{\tau}_c)(1 + a^2 b^2 + 2ab \cos \gamma_{01}) \quad (4)$$

其中  $b = \frac{R(\hat{\tau}_c - \tau_1)}{R(\hat{\tau}_c)}$  为相关比,  $\gamma_{01} = \gamma_1 - \gamma_0$  为多路径信号相对直达信号相位差。

信噪比定义为  $SNR = P/N$ ,  $N$  为噪声功率谱密度。由多径引起的信噪比误差如图 1 所示,图中 SMR 表示直射信号与多径信号功率比,可见由多径引起的信噪比误差与反射强度密切相关。

GPS 接收机中延迟锁定环(DLL)检测器分相关检测器和非相关检测器两种,其中点积(dot-product)非相关检测器由于计算量小而应用广泛,其检测函数为

$$D_n = IP(IE - IL) + QP(QE - QL) \quad (5)$$

$IE$ 、 $IL$ 、 $QE$ 、 $QL$  定义与  $IP$ 、 $QP$  类似。由一路多径信号引起的伪距测量误差表达式为

$$\hat{\tau}_c = \frac{a_1 T(1-b)(a_1 b + \cos \gamma_{01})}{1 + a_1^2 b + a_1 \cos \gamma_{01} + a_1 b \cos \gamma_{01}} \quad (6)$$

载波锁定环也可以采用多种检测函数,其中反正切检测函数  $\arctan(QP/IP)$  由于输出与输入的相位误差成正比而应用较多,由一路多径信号引起的载波相位误差为<sup>[10]</sup>

$$\Delta \Psi = \arctan\left(\frac{a_1 b \sin \gamma_{01}}{1 + a_1 b \cos \gamma_{01}}\right) \quad (7)$$

## 2 状态方程及观测方程的建立

在一个很小的水平区域内放置多个天线,分别从各相关通道中得到信号功率,假定各天线增益、接收通道噪声及其他误差影响因素完全相同,则多径信号对各通道中信噪比测量值的影响是相关的。

设参考天线  $A_0$  与  $A_i$  距离为  $d$ , 原点为  $A_0$ , 如图 2 所示。 $\phi_{0i}$  为天线  $A_i$  的方位角,  $\theta$  和  $\varphi$  为反射路径的仰角和方位角,  $OQ$  与反射路径垂直, 假定反射平面远大于各天线到参考天线的距离为  $d$ 。反射信号在天线  $A_i$  的相位  $\gamma_i^i$  和反射信号在天线  $A_0$  的相位  $\gamma_i^0$  关系为:

$$\gamma_i^i = \gamma_i^0 - \frac{2\pi}{\lambda_L} d \cos(\varphi - \phi_{0i}) \cos \theta \quad (8)$$

$\lambda_L$  为载波波长。直达信号和反射信号在参考天线  $A_0$

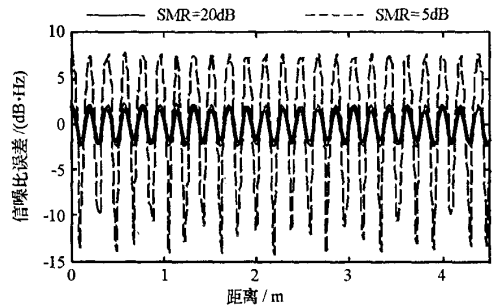


图 1 信噪比误差与多径延迟距离关系

Fig.1 Multipath delay distance with respect to SNR error

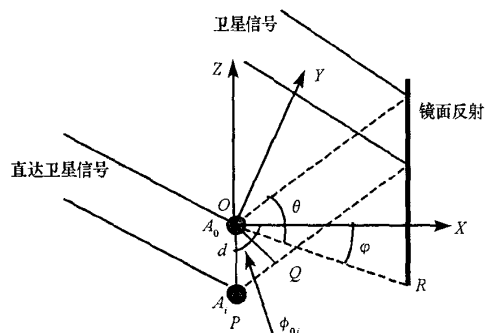


图 2 多天线多径环境示意图

Fig.2 Multi-antenna multipath environment

相位差  $\gamma_{0i} = \gamma_1^0 - \gamma_0^0$ ,  $\gamma_0^0$  为直达信号在参考天线  $A_0$  相位。可得直达信号及反射信号在天线  $A_i$  的相位差为:

$$\gamma_{i1} = \gamma_{0i} - \frac{2\pi}{\lambda_L} d \cos(\varphi - \phi_{0i}) \cos\theta - \Delta\gamma_{0i} \quad (9)$$

$\Delta\gamma_{0i} = \gamma_1^0 - \gamma_0^0$  为直达信号在参考天线  $A_0$  及天线  $A_i$  之间的相位差。设由多径引起的在天线  $A_0$  和天线  $A_i$  信噪比比值表示为

$$R_{0i} = \frac{P_i/N_i}{P_0/N_0} = \frac{1 + a^2 b^2 + 2ab \cos\gamma_{i1}}{1 + a^2 b^2 + 2ab \cos\gamma_{01}} \quad (10)$$

式中假定  $R(\hat{\tau}_{\alpha}) \approx R(\hat{\tau}_{\alpha})$ 。由式(9)和(10)可得

$$R_{0i} = \frac{p_i}{q_i} = \frac{1 + a^2 b^2 + 2ab \cos\left[\gamma_{01} - \frac{2\pi}{\lambda_L} d \cos(\varphi - \phi_{0i}) \cos(\theta - \Delta\gamma_{0i})\right]}{1 + a^2 b^2 + 2ab \cos\gamma_{01}} \quad (11)$$

在  $p_i$  和  $q_i$  中,未知参数是  $a_1$ 、 $b$ 、 $\gamma_{01}$ 、 $\theta$  和  $\varphi$ ,而  $d$ 、 $\phi_{0i}$ 、 $\Delta\gamma_{0i}$  是已知或可以通过计算得到。

对近距离多径信号,相关比  $b$  变化缓慢,可固定相关比为一常数,故取状态矢量  $x = [a_1 \ \gamma_{01} \ \theta \ \varphi]^T$ 。下面以反射系数为例建立状态方程。对于静态测量和镜面反射而言,反射系数在相邻时刻变化为非零均值时间相关模型。由“当前”统计模型<sup>[11]</sup>,设  $\bar{a}$  为“当前”反射系数, $a'$  为符合一阶时间相关过程的反射系数随机变化量,即满足:

$$a_1 = \bar{a} + a', \quad a' = -\frac{1}{\tau_{a_1}} a' + \omega_{a'} \quad (12)$$

其中  $\tau_{a_1}$  为反射系数相关时间, $\omega_{a_1}$  为  $(0, \sigma_{a_1}^2)$  高斯噪声,其他状态变量模型类似,可得状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{a}_1 \\ \dot{\gamma}_{01} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\varphi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_{a_1}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\tau_{\gamma_{01}}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{\tau_{\theta}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{\tau_{\varphi}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 - \bar{a}_1 \\ \gamma_{01} - \bar{\gamma}_{01} \\ \theta - \bar{\theta} \\ \varphi - \bar{\varphi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_{a_1} \\ \omega_{\gamma_{01}} \\ \omega_{\theta} \\ \omega_{\varphi} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$\tau_{\gamma_{01}}$ 、 $\tau_{\theta}$ 、 $\tau_{\varphi}$  分别为各状态变量的相关时间, $\omega_{\gamma_{01}}$ 、 $\omega_{\theta}$  和  $\omega_{\varphi}$  分别为  $(0, \sigma_{\gamma_{01}}^2)$ 、 $(0, \sigma_{\theta}^2)$ 、 $(0, \sigma_{\varphi}^2)$  的高斯白噪声, $\bar{\gamma}_{01}$ 、 $\bar{\theta}$ 、 $\bar{\varphi}$  分别为各状态变量“当前”值,所有“当前”值取一步预测值即得自适应滤波算法。

设多天线系统由以参考天线  $A_0$  为圆心均匀分布于半径为  $d$  的天线  $A_1$ 、 $A_2$ 、 $A_3$ 、 $A_4$  组成,可分别得到天线  $A_1$ 、 $A_2$ 、 $A_3$ 、 $A_4$  与参考天线  $A_0$  信噪比比值  $R_{01}$ 、 $R_{02}$ 、 $R_{03}$ 、 $R_{04}$ ,构成观测向量  $z = [R_{01} \ R_{02} \ R_{03} \ R_{04}]^T$ 。由(12)式和非线性滤波知识可得观测矩阵

$$H = \begin{bmatrix} \frac{\delta R_{01}}{\delta a_1} & \frac{\delta R_{01}}{\delta \gamma_{01}} & \frac{\delta R_{01}}{\delta \theta} & \frac{\delta R_{01}}{\delta \varphi} \\ \frac{\delta R_{02}}{\delta a_1} & \frac{\delta R_{02}}{\delta \gamma_{01}} & \frac{\delta R_{02}}{\delta \theta} & \frac{\delta R_{02}}{\delta \varphi} \\ \frac{\delta R_{03}}{\delta a_1} & \frac{\delta R_{03}}{\delta \gamma_{01}} & \frac{\delta R_{03}}{\delta \theta} & \frac{\delta R_{03}}{\delta \varphi} \\ \frac{\delta R_{04}}{\delta a_1} & \frac{\delta R_{04}}{\delta \gamma_{01}} & \frac{\delta R_{04}}{\delta \theta} & \frac{\delta R_{04}}{\delta \varphi} \end{bmatrix} \quad (14)$$

其中  $\frac{\delta R_{0i}}{\delta a_1} = \frac{1}{q_i^2} \left( q_i \frac{\delta p_i}{\delta a_1} - p_i \frac{\delta q_i}{\delta a_1} \right)$ ,其余项与此类似。可得观测方程为

$$z = Hx + v \quad (15)$$

其中  $\mathbf{v} = [v_1, v_2, v_3, v_4]^T$  为观测噪声矢量。

### 3 计算机仿真

取天线数目为 5, 天线  $A_1, A_2, A_3, A_4$  处于以  $A_0$  为圆心、半径  $d = 0.05\text{m}$  的圆上, 方位角分别为  $\pi/3, 5\pi/6, 4\pi/3, 11\pi/6$ , 反射面距  $A_0$  距离为  $6\text{m}$ , 反射系数为  $0.3$ , 俯仰角为  $\pi/6$ , 方位角为  $\pi/4$ , 相关比  $b = 0.98$ , 观测值速率为  $1\text{Hz}$ 。取状态变量的相关时间均为  $100\text{s}$ , 状态初始值为  $[0.2, 3, \pi/4, \pi/4]$ ,  $\sigma_{a_1}^2, \sigma_{\gamma_{01}}^2, \sigma_{\theta}^2, \sigma_{\varphi}^2$  分别取为  $0.0001\text{s}^{-1}, 0.001\text{rad}^2/\text{s}, 0.0001\text{rad}^2/\text{s}, 0.0001\text{rad}^2/\text{s}$ , 仿真结果如图 3。将真实值代入(6)式可得参考天线  $A_0$  处滤波前码多径误差, 将滤波所得状态变量代入(6)式可得估计码多径误差, 两者相减得剩余码多径误差, 消除前多径误差均方根为  $0.621\text{m}$ , 消除后为  $0.08\text{m}$ 。同理利用(7)式可得消除前载波相位误差引起的距离误差均方根为  $1.677\text{cm}$ , 消除后为  $0.28\text{cm}$ 。分析其他天线的多径误差也可得到相似结果。

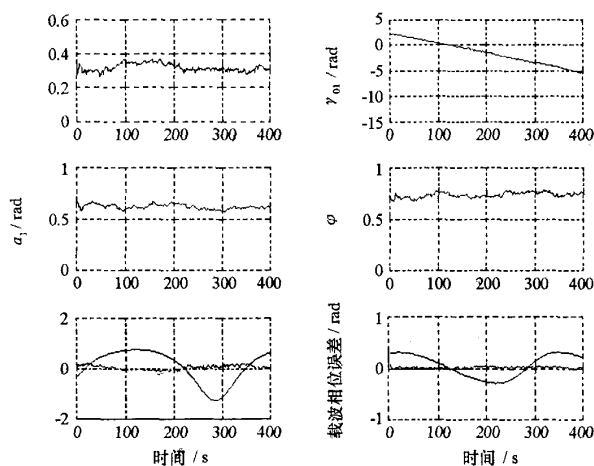


图3 仿真结果

Fig.3 Simulation result

### 参考文献:

- [1] Ray J K. Mitigation of GPS Code and Carrier Phase Multipath Effects Using a Multi-antenna System[D]. Dissertation of the Degree of Doctor, the University of calgary, March 2000.
- [2] Ray J K, Cannon M E. Mitigation of Static Carrier-phase Multipath Effects Using Multiple Closely Spaced Antennas[J]. Navigation, 1999(3).
- [3] 张孟阳. GPS 系统中的多径效应分析[J]. 电子学报, 1998(3).
- [4] Van Dierendonck A J. Theory and Performance of Narrow Correlator Spacing in a GPS Receiver[J]. Navigation, 1992(2).
- [5] Counselman C C. Multipath-rejecting GPS Antennas[A]. Proceedings of the IEEE[C], 1999(1).
- [6] Smith J O. Adaptive Multipath Delay Estimation[J]. IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1985, 33(4).
- [7] Axelrad P. SNR-based Multipath Error Correction for GPS Differential Phase[J]. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 1996, 32(2).
- [8] Comp C J. Adaptive SNR-based Carrier Phase Multipath Mitigation Technique[J]. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 1998, 34(1).
- [9] Van Nee R D J. Spread-spectrum Code and Carrier Synchronization Errors Caused by Multipath and Interference[J]. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 1993, 29(4).
- [10] 孙礼. 多径效应对 GPS 载波相位观测量的影响. 航空学报, 1998.
- [11] 周宏仁,等;机动目标跟踪[M]. 北京:国防工业出版社, 1994.



