

# 基于盲判决反馈均衡的 GPS 信号多径干扰抑制方法

李春宇<sup>1</sup>, 张晓林<sup>2</sup>

(1.北京电子技术应用研究所,北京 100091;2.北京航空航天大学电子信息工程学院,北京 100191)

**摘要:** 给出了存在多径效应时的 GPS 接收信号模型,分析了多径干扰对 GPS 接收机跟踪环路的影响.将均衡技术应用于跟踪环路,提出了一种 GPS 信号多径干扰抑制方法.该方法在 GPS 信号跟踪环路中引入了判决反馈分数间隔均衡器,同时,根据 GPS 信号为 BPSK 调制且发送的伪码序列被导航电文调制后存在正负反转不确定性的特点,均衡器系数更新时选用 MCMA 盲均衡算法.仿真结果显示,该方法能够有效消除多径影响,验证了算法的正确性和可行性.

**关键词:** GPS 接收机; 跟踪环路; 多径干扰; 盲判决反馈均衡; 修正常模算法

**中图分类号:** TN973.3      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2011) 01-0046-07

## Multipath Mitigation Method of GPS Signals Based on Blind Decision Feedback Equalization

LI Chun-yu<sup>1</sup>, ZHANG Xiao-lin<sup>2</sup>

(1. Beijing Institute of Electronics Technology Application, Beijing 100091, China;

2. School of Electronic Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

**Abstract:** The model of GPS signals is given in the multipath environment, and the multipath effects to tracking loop in GPS receiver are analyzed. A multipath mitigation method of GPS signals is proposed using equalization technology in tracking loop. In this method, fractionally spaced blind decision feedback equalization is applied. Meanwhile, because GPS signals are BPSK signals and the illegibility of C/A codes appears when C/A codes are modulated with navigation data, the coefficients of the equalization are updated with modified constant module algorithm. Simulation results show that the method can mitigate the multipath effects effectively and feasibility of the method is validated.

**Key words:** GPS receiver; tracking loop; multipath effects; blind decision feedback equalization; modified constant module algorithm

### 1 引言

高精度导航定位已成为全球定位系统(Global Positioning System, GPS)的主要应用需求,而多径干扰引起的误差正是精密定位的主要误差来源<sup>[1]</sup>.若接收机接收到含有多径干扰的 GPS 信号,则会影响伪距的测量,从而导致 GPS 定位精度降低.因此,多径干扰抑制技术已成为 GPS 导航定位中的研究热点之一.

目前,抑制多径干扰主要有以下几类方法:(1)改进天线设计,采用扼流圈和抑径板抑制天线接收地面反射的多径信号<sup>[2]</sup>;(2)设置天线阵列,通过阵列信号处理和空间分集技术进行多径参数估计<sup>[3~5]</sup>;(3)改进接收机跟踪环路结构及算法,如窄相关技术<sup>[6,7]</sup>、多径削减技术<sup>[8]</sup>、多径参数估计延迟锁定环<sup>[9]</sup>及多径参数估计<sup>[10]</sup>

等;(4)信号后处理方法,如带通有限冲击响应滤波(Finite Impulse Response Filter, FIR)<sup>[11]</sup>、小波滤波(Wavelet Filter, WF)<sup>[12]</sup>、自适应滤波(Adaptive Filter, AF)<sup>[13]</sup>、交叉认证与 Vondrak 滤波组合法(Cross-validation Vondrak Filter, CVVF)滤波<sup>[14]</sup>、基于 Helmert 方差分量估计的 Vondrak 滤波方法(Helmert variance component estimation Vondrak Filter, HVF)<sup>[15]</sup>等.

这些方法中,改进天线设计和设置天线阵列方法,需要改进或增加硬件器件,实现繁琐,且难以抑制来自天线上方的多径信号<sup>[5]</sup>;信号后处理方法,计算复杂度高,多需要引入辅助的参考观测量,降低了多径估计的实时性;而改进接收机跟踪环路方法,通过改进环路中相关器、鉴相器等结构来抑制多径干扰,实现简单,具有较好的多径抑制实时性和稳定性<sup>[16,17]</sup>.

因此,本文将改进接收机跟踪环路结构作为切入点,在 GPS 接收机跟踪环路中引入信道均衡技术来抑制多径干扰.当信道失真严重时,判决反馈均衡器(Decision Feedback Equalizer, DFE)较线性均衡器性能优异,分数间隔均衡器较码元间隔均衡器性能优异<sup>[18]</sup>,故这里选择判决反馈的分数间隔均衡器.同时, GPS 系统中无专用的训练序列且发送的伪码序列被导航电文调制后,存在正负反转不确定性,所以均衡器系数更新时采用盲均衡算法.本文首先分析了存在多径效应时的 GPS 接收信号模型以及多径干扰对跟踪环路的影响;接着提出了一种基于判决反馈盲均衡技术抑制 GPS 信号中多径干扰的方法;最后,利用计算机仿真分析验证了本文方法的正确性和有效性.

## 2 GPS 接收信号模型及多径信号对跟踪环路的影响

### 2.1 GPS 接收信号模型

GPS 接收机接收到的是卫星直射信号与其周围物体反射形成的多径信号的合成信号<sup>[3,16]</sup>,接收机进行下变频后的中频信号可以表示为<sup>[19,20]</sup>:

$$s(t) = \sum_{i=0}^M \alpha_i A D(t - \tau_i) C(t - \tau_i) \cdot \cos[2\pi(f_{IF} + f_d)t + \phi_i] + N'(t) \quad (1)$$

其中,  $i=0$  表示卫星直达信号,  $i$  为其他值时表示多径信号,  $M$  为多径信号的数量;  $A$  表示载波幅度,  $\alpha_i$  表示信号幅度衰落系数;  $D(t)$  和  $C(t)$  分别表示导航电文数据和 C/A 码,  $\tau_i$  表示码片延迟;  $f_{IF}$  和  $f_d$  分别表示中频频率和多普勒频偏(这里假设直达信号和多径信号具有相同的频率和多普勒频偏);  $\phi_i$  表示第  $i$  个信号的相位,  $N'$  表示噪声信号.

### 2.2 多径干扰对码跟踪环路的影响

典型的 GPS 接收机,伪码跟踪由早迟伪码延时锁定环(Delay Lock Loop, DLL)实现.超前码、即时码和滞后码分别与接收到的信号进行相关,早、迟相关器输出的相关函数值相等时刻即是本地即时码与接收码对齐时刻.伪码鉴相器就是通过鉴别早、迟相关函数值实现伪码跟踪.

在跟踪环路中,本地产生信号的即时相关同相、正交分量可分别表示为:

$$s_{IP}(t) = C(t - \hat{\tau}_0) \cos[2\pi \hat{f}_0 t + \hat{\phi}_0] \quad (2)$$

$$s_{QP}(t) = C(t - \hat{\tau}_0) \sin[2\pi \hat{f}_0 t + \hat{\phi}_0] \quad (3)$$

接收信号  $s(t)$  与本地同相即时信号  $s_{IP}(t)$  进行相关累积运算,忽略导航电文数据,假设本地接收机准确跟踪接收信号的频率,并滤除 2 倍频分量,得:

$$IP = \sum_{i=0}^M \alpha_i \frac{A}{2} R(\hat{\tau}_0 - \tau_i) \cos(\phi_i - \hat{\phi}_0) \quad (4)$$

式中  $\hat{\tau}_0$ 、 $\hat{f}_0$ 、 $\hat{\phi}_0$  分别表示对接收信号的时延估计、频率估计和相位估计.  $R(\tau)$  表示 GPS 伪码自相关函数.在忽略旁瓣影响时,可以表述为:

$$R(\tau) \approx \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T_c}, & |\tau| \leq T_c \\ 0, & |\tau| > T_c \end{cases} \quad (5)$$

式中,  $T_c$  为伪码的码元宽度.

同理,接收信号  $s(t)$  与本地同相早信号  $s_{IE}(t)$ 、同相迟信号  $s_{IL}(t)$ 、正交即时信号  $s_{QP}(t)$ 、正交早信号  $s_{QE}(t)$ 、正交迟信号  $s_{QL}(t)$  进行相关累积运算结果为:

$$IE = \sum_{i=0}^M \alpha_i \frac{A}{2} R\left(\hat{\tau}_0 - \tau_i + \frac{T_d}{2}\right) \cos(\phi_i - \hat{\phi}_0) \quad (6)$$

$$IL = \sum_{i=0}^M \alpha_i \frac{A}{2} R\left(\hat{\tau}_0 - \tau_i - \frac{T_d}{2}\right) \cos(\phi_i - \hat{\phi}_0) \quad (7)$$

$$QP = \sum_{i=0}^M \alpha_i \frac{A}{2} R(\hat{\tau}_0 - \tau_i) \sin(\phi_i - \hat{\phi}_0) \quad (8)$$

$$QE = \sum_{i=0}^M \alpha_i \frac{A}{2} R\left(\hat{\tau}_0 - \tau_i + \frac{T_d}{2}\right) \sin(\phi_i - \hat{\phi}_0) \quad (9)$$

$$QL = \sum_{i=0}^M \alpha_i \frac{A}{2} R\left(\hat{\tau}_0 - \tau_i - \frac{T_d}{2}\right) \sin(\phi_i - \hat{\phi}_0) \quad (10)$$

式中,  $T_d$  为跟踪环路中的超前和滞后相关器的码片间隔.

下面以常用早迟包络鉴相器为例,分析多径信号对鉴相函数的影响.早迟包络鉴相器属于非相干 DLL 鉴相器,其鉴相函数为:

$$F = \sqrt{IE^2 + QE^2} - \sqrt{IL^2 + QL^2} \quad (11)$$

当接收到的信号只有直达信号时,将式(6)、(7)、(9)、(10)代入式(11),得:

$$F = \frac{A}{2} \alpha_0 \left[ R\left(\hat{\tau}_0 - \tau_0 + \frac{T_d}{2}\right) - R\left(\hat{\tau}_0 - \tau_0 - \frac{T_d}{2}\right) \right] \quad (12)$$

令  $\tau_e = \hat{\tau}_0 - \tau_0$  表示码片延迟跟踪误差,则:

$$F(\tau_e) = \frac{A}{2} \alpha_0 \left[ R\left(\tau_e + \frac{T_d}{2}\right) - R\left(\tau_e - \frac{T_d}{2}\right) \right] \quad (13)$$

当接收信号含有直达信号和一条多径信号情况下,同理可得鉴相函数为:

$$F = \frac{A}{2} \alpha_0 \left[ R\left(\hat{\tau}_0 - \tau_0 + \frac{T_d}{2}\right) - R\left(\hat{\tau}_0 - \tau_0 - \frac{T_d}{2}\right) \right] + \frac{A}{2} \alpha_1 \left[ R\left(\hat{\tau}_0 - \tau_1 + \frac{T_d}{2}\right) - R\left(\hat{\tau}_0 - \tau_1 - \frac{T_d}{2}\right) \right] \quad (14)$$

令  $\tau = \tau_1 - \tau_0$  表示多径信号相对直达信号的码相对延迟;  $\phi = \phi_1 - \phi_0$  表示多径信号相对直达信号的载波相位差,则式(14)可表示为:

$$F(\tau_e) = \frac{A}{2} \alpha_0 \left[ R\left(\tau_e + \frac{T_d}{2}\right) - R\left(\tau_e - \frac{T_d}{2}\right) \right] + \frac{A}{2} \alpha_1 \left[ R\left(\tau_e - \tau + \frac{T_d}{2}\right) - R\left(\tau_e - \tau - \frac{T_d}{2}\right) \right] \quad (15)$$

对比式(13)和(15)可见,由于多径信号的存在,对鉴相函数产生影响,从而增大了码片跟踪误差.令式(15)中  $F(\tau_c) = 0$ ,可得该种情况下,码相位跟踪误差的定量表达式为:

$$\tau_c = \begin{cases} \frac{\alpha_1 \tau}{\alpha_0 + \alpha_1}; & 0 \leq \tau \leq \frac{\alpha_0 + \alpha_1}{2\alpha_0} T_d \\ \frac{\alpha_1}{2\alpha_0} T_d; & \frac{\alpha_0 + \alpha_1}{2\alpha_0} T_d < \tau \leq T_c - \frac{\alpha_0 - \alpha_1}{2\alpha_0} T_d \\ \frac{\alpha_1}{2\alpha_0 - \alpha_1} \left( T_c + \frac{T_d}{2} - \tau \right); & T_c - \frac{\alpha_0 - \alpha_1}{2\alpha_0} T_d \leq \tau \leq T_c + \frac{T_d}{2} \\ 0; & \tau > T_c + \frac{T_d}{2} \end{cases} \quad (16)$$

由式(16)可知,码相位跟踪误差与伪码速率、码相关间隔、多径信号与直达信号的幅度比、多径信号码相延迟有关.

### 2.3 多径干扰对载波跟踪环路的影响

没有多径干扰时,锁相环锁定在直接路径信号的相位上,数字控制振荡器(Numerical Controlled Oscillator, NCO)产生的载波相位就等于输入信号的相位.在多径环境下,锁相环试图将本地产生的载波相位锁定到复合信号的偏移相位上,然而复合信号的相位相对于直接路径信号有一定偏移,这就产生了相位测量误差.

若载波鉴相器的鉴相函数为反正切函数,则:

$$V = \arctan\left(\frac{QP}{IP}\right) \quad (17)$$

将式(4)、(8)代入式(17),得:

$$V(\phi_0 - \hat{\phi}_0) = \arctan\left(\frac{\sum_{i=0}^M \alpha_i \frac{A}{2} R(\hat{\tau}_0 - \tau_i) \sin(\phi_i - \hat{\phi}_0)}{\sum_{i=0}^M \alpha_i \frac{A}{2} R(\hat{\tau}_0 - \tau_i) \cos(\phi_i - \hat{\phi}_0)}\right) \quad (18)$$

当含有一条多径信号时,式(18)可以写为:

$$V(\phi_0 - \hat{\phi}) = \arctan\left(\frac{\alpha_0 R(\hat{\tau}_0 - \tau_0) \sin(\phi_0 - \hat{\phi}_0) + \alpha_1 R(\hat{\tau}_0 - \tau_1) \sin(\phi_1 - \hat{\phi}_0)}{\alpha_0 R(\hat{\tau}_0 - \tau_0) \cos(\phi_0 - \hat{\phi}_0) + \alpha_1 R(\hat{\tau}_0 - \tau_1) \cos(\phi_1 - \hat{\phi}_0)}\right) \quad (19)$$

锁相环试图将  $V$  值牵引到 0 附近,故令  $V(\phi_0 - \hat{\phi}_0) = 0$  可得:

$$\alpha_0 R(\hat{\tau}_0 - \tau_0) \sin(\phi_0 - \hat{\phi}_0) + \alpha_1 R(\hat{\tau}_0 - \tau_1) \sin(\phi_1 - \hat{\phi}_0) = 0 \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \text{即:} \\ \sin(\phi_0 - \hat{\phi}_0) [\alpha_0 R(\hat{\tau}_0 - \tau_0) \\ + \alpha_1 R(\hat{\tau}_0 - \tau_1) \cos(\phi_1 - \hat{\phi}_0)] \\ = -\alpha_1 R(\hat{\tau}_0 - \tau_1) \cos(\phi_0 - \hat{\phi}_0) \sin(\phi_1 - \hat{\phi}_0) \end{aligned} \quad (21)$$

所以:

$$\hat{\phi}_0 - \phi_0 = \arctan\left[\frac{\alpha_1 R(\hat{\tau}_0 - \tau_1) \sin(\phi_1 - \hat{\phi}_0)}{\alpha_0 R(\hat{\tau}_0 - \tau_0) + \alpha_1 R(\hat{\tau}_0 - \tau_1) \cos(\phi_1 - \hat{\phi}_0)}\right] \quad (22)$$

这里  $\hat{\phi}_0 - \phi_0$  就是接收机跟踪的复合信号相位和直达信号相位之差.相位跟踪误差的大小依赖于多径延迟,多径信号与直达信号的幅度比和反射信号的相位.为了分析最大相位跟踪误差,需对式(22)求极大值.对其求导得:

$$\frac{d(\hat{\phi}_0 - \phi_0)}{d(\hat{\phi}_1 - \hat{\phi}_0)} = \frac{1}{[\alpha_0 R(\hat{\tau}_0 - \tau_0) + \alpha_1 R(\hat{\tau}_0 - \tau_1) \cos(\phi_1 - \hat{\phi}_0)]} \cdot \frac{\alpha_0 \alpha_1 R(\hat{\tau}_0 - \tau_0) R(\hat{\tau}_0 - \tau_1) \cos(\phi_1 - \hat{\phi}_0) + \alpha_1^2 R^2(\hat{\tau}_0 - \tau_1)}{[\alpha_0 R(\hat{\tau}_0 - \tau_0) + \alpha_1 R(\hat{\tau}_0 - \tau_1) \cos(\phi_1 - \hat{\phi}_0) + \alpha_1 R(\hat{\tau}_0 - \tau_1) \sin(\phi_1 - \hat{\phi}_0)]} \quad (23)$$

令式(23)等于 0,所以当

$\hat{\phi}_1 - \hat{\phi}_0 = \pm \arccos\left[-\frac{\alpha_1 R(\hat{\tau}_0 - \tau_1)}{\alpha_0 R(\hat{\tau}_0 - \tau_0)}\right]$  时,载波相位跟踪误差  $\hat{\phi}_0 - \phi_0$  取得最大值.即:

$$(\hat{\phi}_0 - \phi_0)_{\max} = \pm \arcsin\left[\frac{\alpha_1 R(\hat{\tau}_0 - \tau_1)}{\alpha_0 R(\hat{\tau}_0 - \tau_0)}\right] \quad (24)$$

所以,当  $\frac{\alpha_1 R(\hat{\tau}_0 - \tau_1)}{\alpha_0 R(\hat{\tau}_0 - \tau_0)} = 1$  时,载波相位跟踪误差取得最大值  $\pm \frac{\pi}{2}$ .

## 3 基于判决反馈盲均衡的多径干扰抑制方法

在通信接收系统中,均衡技术是抑制多径干扰的有效途径和常用方法.因此,本文将一种判决反馈的分数间隔盲均衡器引入到 GPS 接收机的跟踪环路中,进行多径干扰抑制.该跟踪环路的总体结构如图 1 所示.接收机捕获成功后,跟踪环路启动.中频信号进入跟踪环路,分别与载波跟踪环路输出的同相载波与正交载波相乘,完成载波剥离.然后, I、Q 两路信号形成复信号输入判决反馈盲均衡器补偿信道影响,均衡后的 I、Q 两路数据分别进入码跟踪环路和载波跟踪环路进行码相位和载波频率跟踪,并解调导航电文.下面详细分析跟踪环路中各部分工作流程.

### 3.1 判决反馈盲均衡器

#### 3.1.1 DFE 结构

判决反馈分数间隔盲均衡器的结构如图 2 所示.前馈部分采用分数间隔横向滤波器,用来均衡信道的前导失真,反馈横向滤波器用来抵消后尾失真.因为分数均衡器数据输入速率大于码元速率,而反馈部分为码元速率的横向滤波器,所以反馈部分数据输入时要经过下采样进行速率匹配.

对式(1)数字化得,

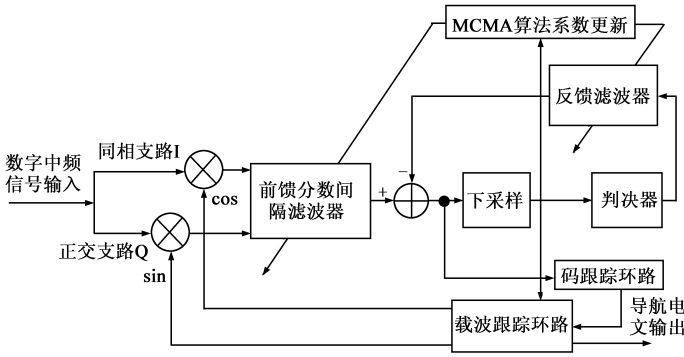


图1 跟踪环路总体结构框图

$$s(n) = \sum_{i=0}^M \alpha_i A D(n t_s - \tau_i) C(n t_s - \tau_i) \cdot \cos[2\pi(f_{IF} + f_d)n t_s + \phi_i] + N'(n) \quad (25)$$

式中,  $t_s$  为采用间隔.  $s(n)$  分别与载波跟踪环路产生的同相载波和正交载波相乘, 滤除高频分量得,

$$y_I(n) = \sum_{i=0}^M \alpha_i \frac{A}{2} D(n t_s - \tau_i) C(n t_s - \tau_i) \cdot \cos[2\pi\Delta f n t_s + \Delta\phi_i] \quad (26)$$

$$y_Q(n) = \sum_{i=0}^M \alpha_i \frac{A}{2} D(n t_s - \tau_i) C(n t_s - \tau_i) \cdot \sin[2\pi\Delta f n t_s + \Delta\phi_i] \quad (27)$$

式中,  $\Delta f, \Delta\phi$  为载波估计的频差与相差. 则输入均衡器的序列为:

$$y(n) = y_I(n) + jy_Q(n) \quad (28)$$

若前馈滤波器长度为  $N_a$ , 则  $n$  时刻前馈滤波器中采样间隔的信号为:

$$Y(n) = [y(n t_s), y(n t_s - t_s), \dots, y(n t_s - (N_a - 1)t_s)]^T \quad (29)$$

式中 $^T$ 表示转置. 令前馈滤波器的系数向量为  $\mathbf{A}(n-1)$ , 则

$$p_n = \mathbf{A}^T(n-1) Y(n) \quad (30)$$

若反馈滤波器长度为  $N_b$ ,  $\tilde{d}_n$  为第  $n$  个判决输出符号, 则  $n$  时刻反馈滤波器中码片间隔的信号为:

$$\mathbf{D}(n) = [\tilde{d}_n, \tilde{d}_{n-1}, \dots, \tilde{d}_{n-N_b+1}]^T \quad (31)$$

令反馈滤波器的系数向量为  $\mathbf{B}(n-1)$ , 则

$$q_n = \mathbf{B}^T(n-1) \mathbf{D}(n) \quad (32)$$

因此得到当前符号的估计:

$$\hat{d}_n = p_n - q_n \quad (33)$$

### 3.1.2 盲均衡算法

传统的均衡器要不断发送训练序列对均衡器的抽头系数进行训练, 而 GPS 系统中并无专用的训练序列且发送的伪码序列被导航电文调制后, 存在正负反转不确定性, 因此必须采用盲均衡算法对接收信号进行均衡. GPS 信号采用二相相移键控 (Binary Phase Shift Keying, BPSK) 调制, 文献[21]提出一种修正常模算法

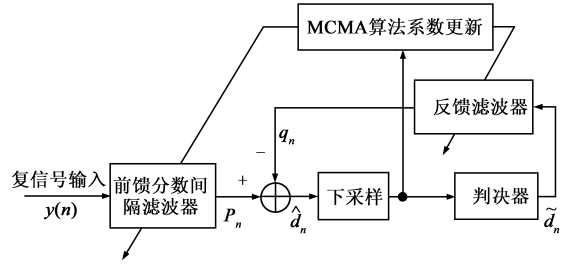


图2 判决反馈分数间隔盲均衡器的结构图

(Modified Constant Module Algorithm, MCMA), 适合这种调制信号为横模的情形, 同时能够修复一定的相位旋转.

根据 MCMA 算法的误差函数及抽头系数更新公式为:

$$e = \hat{d}_{nR} (r_R - \hat{d}_{nR}^2) + j \hat{d}_{nI} (r_I - \hat{d}_{nI}^2) \quad (34)$$

$$\mathbf{A}(n+1) = \mathbf{A}(n) + \mu_1 e \mathbf{Y}^*(n) \quad (35)$$

$$\mathbf{B}(n+1) = \mathbf{B}(n) - \mu_2 e \mathbf{D}^*(n) \quad (36)$$

式中, 下标  $R, I$  分别代表实部和虚部,  $*$  代表取共轭. 假设发送信号为:  $a = a_R + ja_I$ , 则  $r_R$  为  $a$  实部的模值,  $r_I$  为  $a$  虚部的模值, 即

$$r_R = \frac{E[a_R^4]}{E[a_R^2]} \quad (37)$$

$$r_I = \frac{E[a_I^4]}{E[a_I^2]} \quad (38)$$

对于 GPS 系统发送的 BPSK 信号,  $r_I = 0$ .

### 3.2 码跟踪环路结构

图 1 中的码跟踪环路的结构如图 3 所示. 伪码跟踪为典型的早迟伪码延迟锁定环 DLL, 主要由积分累加器, 环路鉴相器, 码 NCO 和码发生器组成. 其中环路鉴相器为早迟包络鉴相器, 其鉴相函数如公式(11)所示. 中频信号去载波并均衡后, 进入码跟踪环路, 码跟踪环路完成码相位的精确估计并输出即时码相位.

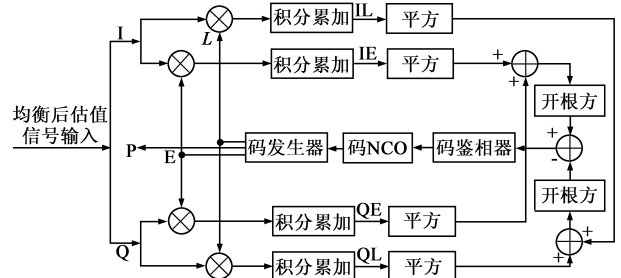


图3 码跟踪环路结构框图

### 3.3 载波跟踪环路结构

图 1 中的载波跟踪环路的结构如图 4 所示. 载波跟踪环路为典型的科斯塔斯环, 主要由积分累加器, 环路鉴相器, 环路滤波器和载波 NCO 组成. 同相和正交即时

相关值用于鉴相函数,计算得到输入载波与本地载波间的相位差,生成本地载波 NCO 的校正量,进而输出跟踪载波.这里采用反正切鉴相器,当多径信号抑制后,由公式(4)、(8)可得鉴相函数为:

$$V(\phi_0 - \hat{\phi}_0) = \arctan\left(\frac{R(\hat{\tau}_0 - \tau_i) \sin(\phi_0 - \hat{\phi}_0)}{R(\hat{\tau}_0 - \tau_i) \cos(\phi_0 - \hat{\phi}_0)}\right) = \phi_0 - \hat{\phi}_0 \quad (39)$$

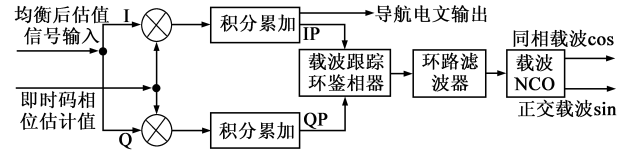


图4 载波跟踪环路结构框图

### 4 仿真结果与分析

从第3部分算法分析可知,本文方法在跟踪环路中加入了判决反馈盲均衡器,当信道中存在多径信号时,均衡器在 MCMA 算法驱动下能够自适应跟踪信道变化,有效补偿多径效应的影响.因此,当存在多径干扰时,应用本文方法的跟踪环路,其伪码跟踪精度高于传统的未引入均衡器的 DLL,有利于提高伪距测量精度.这里用计算机仿真的方法验证以上分析,来说明本文方法的正确性.仿真时,由程序模拟产生 GPS L1 频段的信号,长度为 10 个导航电文的数据段.这里采用 GPS 软件接收机中的典型参数设置<sup>[2]</sup>,接收端的采样频率  $f_s$  为 5MHz,即在 1ms 的 C/A 码周期内共有 5000 个采样点,数字中频  $f_{IF}$  为 1.25MHz.假设多普勒频率  $f_d$  为 1995Hz,码片延迟为 503 个采样点.捕获成功后,进入跟踪环路的初始频率为  $f_{IF} + 2000\text{Hz}$ ,捕获码片延迟为 505 个采样点,仿真时的信噪比 SNR 为 -10dB.

仿真时,多径信道模型采用为 2 径瑞丽衰落信道模型,第二径相对主径的延迟为 3 个采样延时,相对主径的幅度为 -3dB.我们分别应用本文方法和典型的码跟踪 DLL 环、载波跟踪 Costas 环的方法来对含有上述多径信号的接收信号进行跟踪.

图 5(a)所示为直接使用 DLL 的码跟踪结果,图 5(b)为跟踪环路中应用本文方法后的码跟踪结果,这里码鉴相器均使用早迟包络鉴相器.可见,传统的 DLL 方法码片跟踪相位稳定在第 504 个采样延时处,存在跟踪误差;加入判决反馈盲均衡器后,码片跟踪相位稳定在第 503 个采样延时处,跟踪准确.图 6(a)为典型的 Costas 环路的载波跟踪结果,图 6(b)为使用本文方法的载波跟踪结果,其中环路鉴相器均使用反正切鉴相器.如图所示,使用两种方式载波跟踪频率在实际频率附近小幅波动,均能实现对频率的稳定跟踪.仿真时模拟发送的导航电文数据为[-11 -11 -11 -11 -1

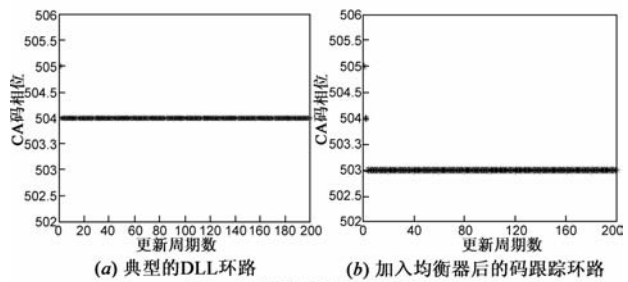


图5 码跟踪环路跟踪结果

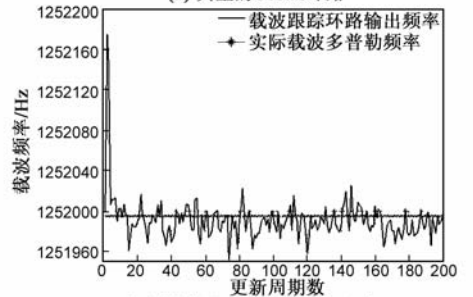
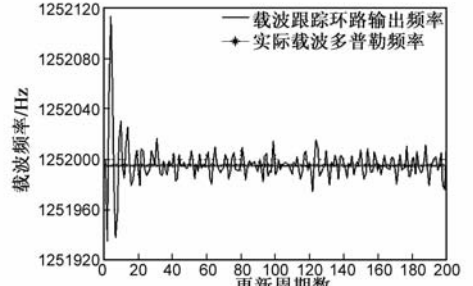


图6 载波跟踪环路跟踪结果

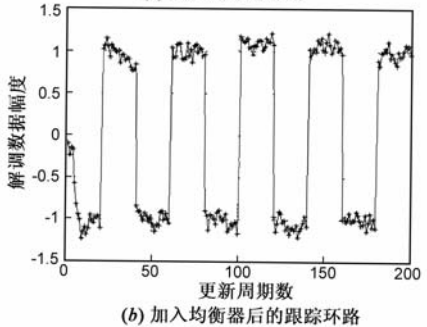
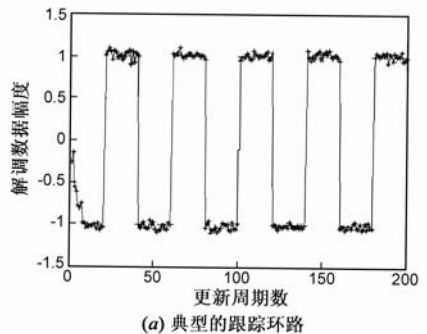


图7 跟踪环路导航电文解调结果

1],图 7(a)为使用典型跟踪方法的解调结果,图 7(b)为跟踪环路中使用本文方法的解调结果.通过以上结果可得,跟踪环路中使用传统方法及本文方法都可以对导航电文正确解调,但是使用本文方法进行多径干扰抑制后的码跟踪精度高于使用传统方法的码跟踪精度,这将提高伪距的测量精度,进而提高后续定位解算的精确度.

## 5 结论

本文提出了一种利用均衡技术抑制 GPS 信号多径干扰的方法.该方法在 GPS 信号跟踪环路中引入了判决反馈分数间隔均衡器,进而补偿信道的多径影响.根据 GPS 信号为 BPSK 调制且发送的伪码序列被导航电文调制后存在正负反转不确定性的特点,均衡器系数更新时选用 MCMA 盲均衡算法.理论分析和仿真结果显示,本文方法能够有效对抗多径干扰的影响.当信道中存在多径干扰时,跟踪环路中引入本文方法的伪码跟踪精度高于典型的早迟 DLL 环路的跟踪精度,从而提高了伪距的测量精度,有利于精确定位.

### 参考文献:

- [1] Ray J K. Mitigation of GPS Code and Carrier Phase Multipath Effects Using a Multi-Antenna System[D]. Calgary: University of Calgary, 2002.
- [2] Tranquilla J M, Carr J P, Al-Rizzo H M. Analysis of a choke ring ground plane for multipath control in global positioning system (GPS) applications[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1994, 42(7): 905 - 911.
- [3] Seco-Granados G, Fernandez-Rubio J A, et al. ML estimator and hybrid beam former for multipath and interference mitigation in GNSS receivers[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(3): 1194 - 1208.
- [4] 张文明,周一宇,姜文利.基于扩展卡尔曼滤波的 GPS 多径抑制技术[J]. 宇航学报, 2003, 24(1): 53 - 56.  
Zhang Wen-ming, Zhou Yi-yu, Jiang Wen-li. GPS multipath rejection through EKF[J]. Journal of Astronautics, 2003, 24(1): 53 - 56. (in Chinese)
- [5] Ray J K, Cannon M E, et al. Mitigation of static carrier-phase multipath effects using multiple closely spaced antennas[J]. Navigation, 1999, 46(3): 193 - 201.
- [6] Van Dierendonck A J, Fenton P C, Ford T J. Theory and performance of narrow correlator spacing in a GPS receiver[J]. Navigation, 1992, 39(3): 265 - 283.
- [7] Garin L, Rousseau J. Enhanced strobe correlator multipath rejection for code and carrier[A]. Proceedings of International Technical Meeting of the Institute of Navigation (IONGPS) [C]. Kansas City, MO: ION, 1997. 559 - 568.
- [8] Townsend B, Fenton P. A practical approach to the reduction of pseudorange multipath errors in a L1 GPS receiver[A]. Proceedings of International Technical Meeting of the Institute of Navigation (IONGPS) [C]. Salt Lake City: ION, 1994. 143 - 148.
- [9] Van Nee R D J. The multipath estimating delay lock loop[A]. Proceedings of IEEE 2nd Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications [C]. Yokohama, Japan: IEEE, 1992. 39 - 42.
- [10] Soubielle J, Fijalkow I, Duvaut P, et al. GPS positioning in a multipath environment[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(1): 141 - 150.
- [11] Han S, Rizos C. Multipath effects on GPS in mine environments[A]. Proceedings of 10th International Congress of the International Society for Mine Surveying [C]. Fremantle, Australia, 1997. 447 - 457.
- [12] Xia Linyuan, Liu Jingnan. Approach for multipath reduction using wavelet algorithm [A]. Proceedings of International Technical Meeting of the Institute of Navigation (IONGPS) [C]. Salt Lake City, UT: ION, 2001. 2134 - 2143.
- [13] Ge L, Han S, Rizos C. Multipath mitigation of continuous GPS measurements using an adaptive filter [J]. GPS Solution, 2000, 4(2): 19 - 30.
- [14] 钟萍,丁晓利,郑大伟. CVVF 方法用于 GPS 多路径效应的研究[J]. 测绘学报, 2005, 34(2): 161 - 167.  
Zhong Ping, Ding Xiao-li, Zheng Da-wei. Study of GPS multipath effects with method of CVVF [J]. Acta Geodaetica et Cartographica Sinica, 2005, 34(2): 161 - 167. (in Chinese)
- [15] 周晓卫,戴吾蛟等. HVF 方法在 GPS 多路径效应研究中的应用[J]. 大地测量与地球动力学, 2007, 27(1): 107 - 111.  
Zhou Xiao-wei, Dai Wu-jiao, et al. HVF method and its application in the study on GPS multipath effect [J]. Journal of Geodesy and Geodynamics, 2007, 27(1): 107 - 111. (in Chinese)
- [16] 纪元法,施浒立,孙希延.一种 Strobe 相关器及其多径抑制性能研究[J]. 宇航学报, 2007, 28(5): 1094 - 1099.  
Ji Yuan-fa, Shi Hu-li, Sun Xi-yan. Study on multipath mitigation performance of strobe correlator [J]. Journal of Astronautics, 2007, 28(5): 1094 - 1099. (in Chinese)
- [17] 刘晓莉,李云荣. GPS 信号跟踪的多径影响分析与仿真[J]. 全球定位系统, 2007, (1): 1 - 7.  
Liu Xiao-li, Li Yun-rong. Multipath impacts and simulations on GPS signals tracking [J]. GNSS World of China, 2007, (1): 1 - 7. (in Chinese)
- [18] Zhi Ding. On convergence analysis of fractionally spaced adaptive blind equalizers [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1997, 45(3): 650 - 657.
- [19] Li Chunyu, Zhang Xiaolin, et al. Frequency-domain tracking

method of GPS signals[J]. Chinese Journal of Electronics, 2008, 17(4): 665 - 668.

- [20] 张孟阳, 吕保维, 宋文森. GPS 系统中的多径效应分析[J]. 电子学报, 1998, 26(3): 10 - 14.  
Zhang Meng-yang, Lu Bao-wei, Song Wen-miao. Analyses of multipath effects in the GPS system[J]. Acta Electronica Sinica, 1998, 26(3): 10 - 14. (in Chinese)
- [21] Oh K N, Chin Y O. Modified constant modulus algorithm; Blind equalization and carrier phase recovery algorithm[A]. Proceedings of IEEE International conference of Communication[C]. Vol. 1, Seattle, WA: IEEE, 1995. 498 - 502.
- [22] Schamus J, Tsui J, Lin D, et al. Real-time software GPS receiver[A]. Proceedings of International Technical Meeting of the Institute of Navigation (IONGPS) [C]. Portland, OR: ION, 2002. 2561 - 2565.

#### 作者简介:



**李春宇** 男, 1981 年 4 月生于辽宁鞍山, 博士. 主要研究方向为卫星导航接收机系统、数字电视系统设计等.

E-mail: lichunyu@ee.buaa.edu.cn



**张晓林** 男, 1951 年 1 月生于北京, 博士, 教授, 博士生导师. 长期从事卫星导航系统、飞行器遥测遥控、集成电路设计、数字电视系统设计的科研与教学工作. E-mail: zxl@buaa.edu.cn