

文章编号: 1001- 2486(2008) 06- 0101- 06

# 相位非线性畸变对 GPS 伪距测量的影响\*

朱祥维, 孙广富, 雍少为, 庄钊文

(国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

**摘要:** 基于直接序列扩频体制的伪距测量在卫星导航、雷达、航天测控、深空探测等领域获得了广泛应用。射频链路、电缆多径等引入的相位非线性畸变会对扩频信号的传输时延产生影响, 进而影响延迟锁定环 (DLL) 的伪距测量结果。传统群时延的定义难以描述一定带宽内的相位畸变, 也难以与扩频信号时延建立对应关系。在对相频曲线进行 Taylor 展开的基础上给出了群时延的新定义, 利用零阶群时延、线性群时延和抛物线群时延等来描述相位畸变, 并定量研究各阶群时延对 DLL 伪距测量的影响。所得结论表明抛物线(二阶)群时延对伪距测量的影响最大。

**关键词:** 相位畸变; 群时延; 伪距; 延迟锁定环; 多径; 卫星导航

中图分类号: TN914. 42 文献标识码: A

## The Impact of Phase Nonlinear Distortion to GPS Pseudo-range Measurement

ZHU Xiang-wei, SUN Guang-fu, YONG Shao-wei, ZHUANG Zhao-wen

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

**Abstract:** PN code ranging technique based on DSSS is widely used in satellite navigation, radar, and aerospace TT&C. The phase distortion introduced by RF link and cable multi-path will greatly affect the signal time delay of spread spectrum. The traditional definition of group delay is incapable of describing the holistic phase character of signal bandwidth, thus having difficulty in establishing relationship with the spread spectrum signal delay. To resolve these problems, a new group delay definition has been put forward, based on Taylor series expansion, which uses zero order group delay, linear group delay and parabolic group delay to describe phase distortion. The influence of the different order group delay on PN code ranging was analyzed and simulated. The results show that the parabolic group delay has greatest effect on PN code ranging.

**Key words:** phase distortion; group delay; pseudo-range; delay lock loop; multipath; satellite navigation

延迟锁定环 (Delay Lock Loop, DLL) 在 GPS 等卫星导航系统中获得了广泛应用。射频链路器件 (变频器、功放等) 的相位非线性畸变会对扩频信号的传输时延造成影响, 进而影响 GPS 的伪距测量。此外, 电缆多径的存在也使得通常可视为线性相位的电缆的相位特性发生了畸变<sup>[1]</sup>。文献[1]指出电缆多径是基于扩频体制的双向时间比对中最大的误差来源。文献[2]发现收发信道系统群时延波动对 DS-chirp 信号匹配接收性能产生的不良影响。文献[3]指出测量系统的群时延特性是影响测距性能的一个关键因素, 并从系统内群时延变化的幅度和规律两方面, 分析了对伪码测距随机误差和系统误差的影响。文献[4]建立了扩频系统在群时延失真信道中的仿真模型, 进行了 QPSK 等体制在群时延失真信道的特性仿真分析。文献[5]关注线性和抛物线特性的群时延对高速数传系统的影响, 建立模型对系统进行了仿真, 得出了线性和抛物线特性的群时延失真对系统接收端信噪比恶化的影响。由于缺乏对群时延畸变的严格定义和定量描述, 上述研究都难以很好地量化分析相位畸变对伪码测距的影响。

由于扩频信号不同于单频信号, 传输系统的相位畸变对扩频信号的传输时延的影响非常复杂。而且, 传统意义上的群时延难以描述一定带宽内的相位畸变, 难以与一定带宽内的扩频信号传输时延建立

\* 收稿日期: 2008- 05- 05

基金项目: 新世纪优秀人才支持计划 (NCET- 04- 0995)

作者简介: 朱祥维 (1980-), 男, 博士生。

对应关系。本文将针对电缆多径造成的群时延畸变,基于 Taylor 级数给出新的群时延定义方法,并将其应用于分析群时延畸变对 GPS 伪距测量的影响。

## 1 电缆多径的机理及对伪码测距的影响

下面针对电缆多径导致的相位畸变来分析其对伪码测距的影响。我们前期的实验证实了文献[1]的结论:电缆多径比变频器等设备造成的信号相位畸变对伪距测量的影响更大。在采用加电缆的方法进行 GPS 接收机时延测量时发现会出现短电缆时延大于长电缆的情况。这说明几段电缆组成的信道已经不是线性相位系统,其相位特性产生了非线性畸变。这是由于电缆接头匹配不好导致的电磁波反射形成的多径(电缆多径)造成的。

图 1 为在信道中加入一段电缆后对信道模型变化的影响。以加入电缆的输入端口和输出端口驻波比都是 1.25 为例,得到在 1、2 口面处的反射系数均为 0.111,则多径信号幅度为直达信号幅度的 0.012 倍,多径信号相对直达信号的时延为两倍电缆长度对应的时延。其中信号在电缆中传播速度取为光速的 0.8 倍(LDF4-50A 的矢量测试值),422cm 长电缆对应的双向时延为 35.2ns。由于每次反射衰减很大,因而最终的电缆多径主要是图 1 中虚线所示的经过两次反射的多径信号。

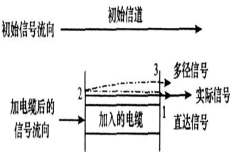


图 1 电缆多径形成的信号模型

Fig. 1 The signal model of cable multipath

根据理论分析结果<sup>[7-8]</sup>,存在这样一条多径信号后,伪码时延测距值会发生变化。下面给出伪码时延变化量和电缆时延长度的关系。以码速率 2.046Mbps(即码片时间宽度约 488.759 ns)、驻波比 1.25(即多径信号幅度衰减为 0.012)为例,图 2 给出了多径时延从 0.005 个码片到 1.5 个码片时相干延迟锁定环对应的伪距误差。

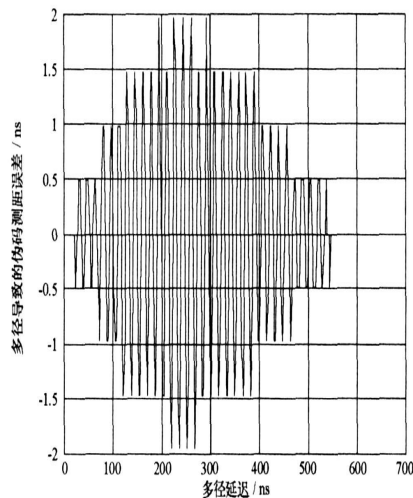


图 2 一条电缆多径引入的伪距测量误差

Fig. 2 The pseudo-range error caused one cable multipath signal

可见,虽然此时多径信号幅度很弱,但是仍然可能造成  $\pm 2\text{ns}$  左右的伪距测量误差。而且,测距误差可能为正值,也可能为负值。这就是导致短电缆测距时延大于长电缆的原因。当电缆长度为 422cm 时,得到伪距时延误差为  $-0.49\text{ns}$ 。

在时域通过叠加一定时延的多径信号仿真多径信号对 DLL 的影响,得出伪距变化值为  $-0.58\text{ns}$ 。

仿真结果与理论分析结果- 0.49ns 相差约 0.09ns。这是由于仿真时采用的是非相干的延迟锁定环, 而理论分析时采用的是相干延迟锁定环。相干和非相干两种情况下, 多径导致的伪距测量误差变化趋势类似。文献[9]给出了非相干情况下的理论分析。

## 2 群时延畸变的描述

### 2.1 电缆多径导致的相位畸变

假定直达信号为  $r_0(t) = A_0 C(t - t_0) \cos(\omega(t - t_0) + \varphi_0)$ , 经过两次反射后的多径信号为  $r_1(t) = A_1 C(t - t_1) \cos(\omega(t - t_1) + \varphi_0)$ , 则由上面的分析可知,  $\alpha_1 = A_1/A_0 = 0.012$ ,  $\tau_1 = t_1 - t_0 = 35.2\tau_{RS}$ 。合并之后总的信号为

$$R(t) = r_0(t) + r_1(t) = r_0(t) + r_0(t) \otimes h_1(t) = r_0(t) \otimes [1 + h_1(t)] = r_0(t) \otimes h(t) \quad (1)$$

由上式可以看出, 包含电缆多径的传输电缆信道模型可以用  $h(t)$  表示, 下面从频域分析其响应, 令其频域表达式为  $H(j\omega)$ , 则

$$H(j\omega) = 1 + \alpha_1 e^{-j\omega\tau_1} = A(\omega) e^{-j\varphi(\omega)} \quad (2)$$

则信道模型的幅度和相位特性为

$$A(\omega) = \sqrt{[1 + \alpha_1 \cos(\omega\tau_1)]^2 + [\alpha_1 \sin(\omega\tau_1)]^2} \quad (3)$$

$$\varphi(\omega) = \arctan \left[ \frac{-\alpha_1 \sin(\omega\tau_1)}{1 + \alpha_1 \cos(\omega\tau_1)} \right] \quad (4)$$

得到相位特性后, 可以采用如下传统群时延的定义<sup>[9]</sup>得到群时延的数值结果

$$t_d = - \frac{d(\varphi(\omega))}{d\omega} \quad (5)$$

下面以 GPS 的 L1 频点为例, 给出相位特性曲线、群时延曲线如图 3 所示。

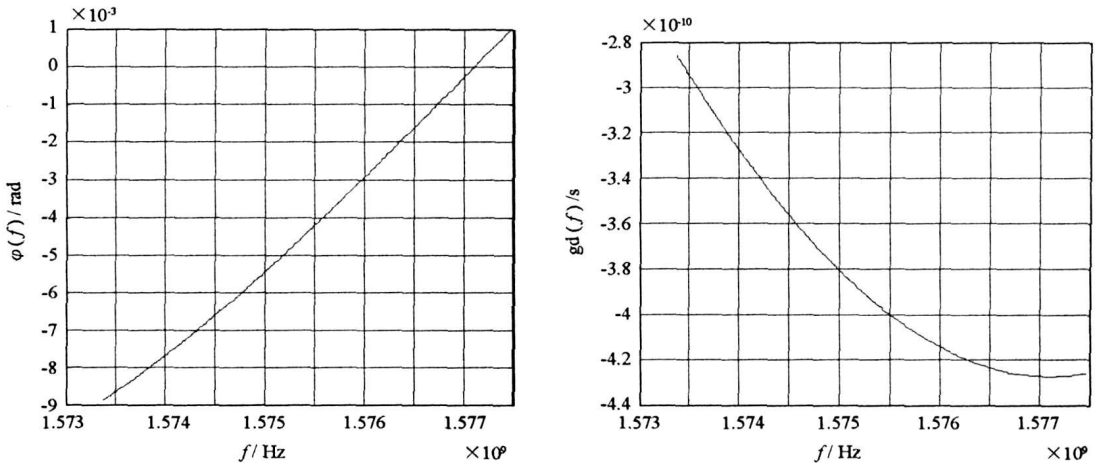


图3 多径对应滤波器的相位特性和群时延特性

Fig. 3 The phase characteristic and group delay of equivalent channel filter caused by cable multipath

相位特性看上去已经不呈“线性”, 而是类似“抛物线”的形状; 利用传统方法求得的群时延特性曲线为负值, 呈现类似“抛物线”的变化。这说明传统的群时延已经不适用于描述相位的畸变。

### 2.2 群时延的新定义

根据上面的需求, 为了描述系统相位的非线性特性和群时延的畸变, 从相位特性出发, 自然想到将相位特性用 Taylor 级数展开, 得到线性项和其他项。由此给出线性群时延和抛物线群时延的定义, 如图 4 所示。

假设被测网络为线性时不变系统(LTI), 其频率响应函数为  $H(\omega)$ , 其对应连续相位响应函数  $\arg[H(\omega)]$  记为  $\phi(\omega)$ , 将  $\phi(\omega)$  在频带中心点  $\omega = \omega_c$  处 Taylor 展开, 可得

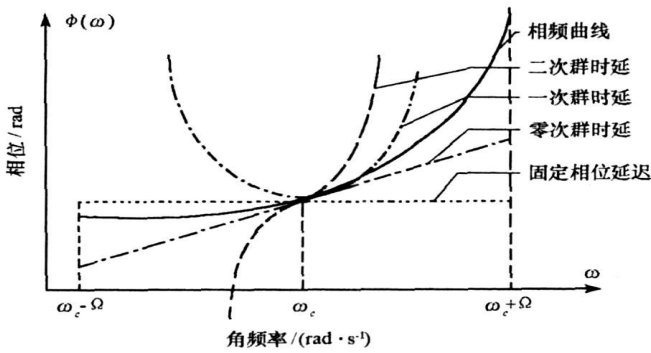


图4 非线性相位系统相频特性曲线及其 Taylor 展开

Fig.4 Nonlinear phase character curve and its Taylor series expansion

$$\begin{aligned} \phi(\omega) &= \arg[H(\omega)] = a_0 + a_1(\omega - \omega_c) + a_2(\omega - \omega_c)^2 + a_3(\omega - \omega_c)^3 + \dots \\ t_d(\omega) &= -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega} = -a_1 - 2a_2(\omega - \omega_c) - 3a_3(\omega - \omega_c)^2 + \dots \\ &= g_{d0} + g_{d1}(\omega - \omega_c) + g_{d2}(\omega - \omega_c)^2 + \dots \end{aligned} \quad (6)$$

$$a_0 = \phi|_{\omega=\omega_c}, \quad a_1 = \left. \frac{d\phi}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_c}, \quad a_2 = \left. \frac{1}{2!} \cdot \frac{d^2\phi}{d\omega^2} \right|_{\omega=\omega_c}, \quad a_3 = \left. \frac{1}{3!} \cdot \frac{d^3\phi}{d\omega^3} \right|_{\omega=\omega_c}, \dots$$

$$g_{d0} = -\left. \frac{d\phi}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_c}, \quad g_{d1} = -\left. \frac{1}{1!} \cdot \frac{d^2\phi}{d\omega^2} \right|_{\omega=\omega_c}, \quad g_{d2} = -\left. \frac{1}{2!} \cdot \frac{d^3\phi}{d\omega^3} \right|_{\omega=\omega_c}, \dots$$

其中,  $g_{d0}$  就是传统意义上的群时延, 或称之为零阶群时延, 单位为 s;  $g_{d1}$  称为一次群时延(线性群时延), 单位为 s/Hz(或 s/rad);  $g_{d2}$  称为二次群时延(抛物线群时延), 单位为 s/Hz<sup>2</sup>(或 s/rad<sup>2</sup>);  $g_{d3}$  称为三次群时延(立方群时延), 单位为 s/Hz<sup>3</sup>(或 s/rad<sup>3</sup>)等。

由上面的群时延新定义, 可以得到群时延的新的测量方法: 对测量得到的离散相位数据进行样条拟合, 然后对拟合后的结果进行 Taylor 展开即可得到各阶群时延。关于新的群时延的测量方法和实验结果可以参考文献[10]。

### 3 相位畸变伪码测距影响的仿真

只要知道各阶群时延的数值, 就可以定量分析群时延畸变对伪码测距的影响。下面将利用上节测量得到的各阶群时延数据, 设计不同群时延的滤波器, 通过对比分析滤波后数据的伪距测量结果来分析各阶群时延对伪距测量的影响。

#### 3.1 各阶群时延对伪码测距的影响

对于上面提到的电缆多径的情况, 利用新的群时延测量方法得到的群时延为: 零阶群时延  $g_{d0}$  为  $-0.397$ s, 一阶线性群时延  $g_{d1}$  为  $-0.0178$ ns/MHz, 二阶群时延  $g_{d2}$  为  $0.00393$ ns/MHz<sup>2</sup>。此外, 为了避免群时延为负, 还加入了电缆单向传播时间  $35.2/2 = 17.6$ ns。

首先得到带宽[1.573374GHz 1.577466GHz]内零阶群时延为

$$g_{d\text{total}} = g_{d0} + \tau_{\text{cable}} \quad (7)$$

加入一阶群时延后, 得到的带内群时延为

$$g_{d\text{total}} = g_{d0} + g_{d1}(\omega - \omega_0) + \tau_{\text{cable}} \quad (8)$$

加入二阶群时延后, 得到的带内群时延为

$$g_{d\text{total}} = g_{d0} + g_{d1}(\omega - \omega_0) + g_{d2}(\omega - \omega_0)^2 + \tau_{\text{cable}} \quad (9)$$

在 100MHz 采样时钟下, 利用 MATLAB 的 `iirgrpdelay` 函数设计滤波器  $H_0$ ,  $H_1$  和  $H_2$ 。由于 `iirgrpdelay` 的设计原理, 设计出来的群时延会存在一个系统偏差(`iirgrpdelay` 函数返回的参数中有系统偏差的值)。

对于  $H_0$ 、 $H_1$  和  $H_2$  来说, 系统偏差分别为 1294.407ns, 1294.290ns 和 1294.242ns。实际得到的滤波器群时延特性如图 5~ 8 所示。

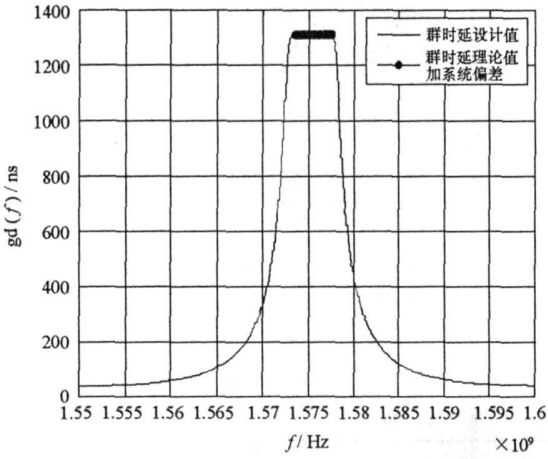


图 5  $H_0$  滤波器群时延特性  
Fig. 5 The group delay of  $H_0$  filter

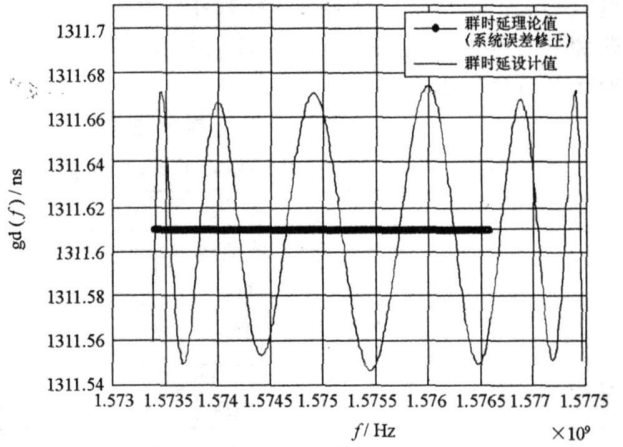


图 6  $H_0$  滤波器带内群时延特性放大图  
Fig. 6 The group delay in signal bandwidth of  $H_0$  filter

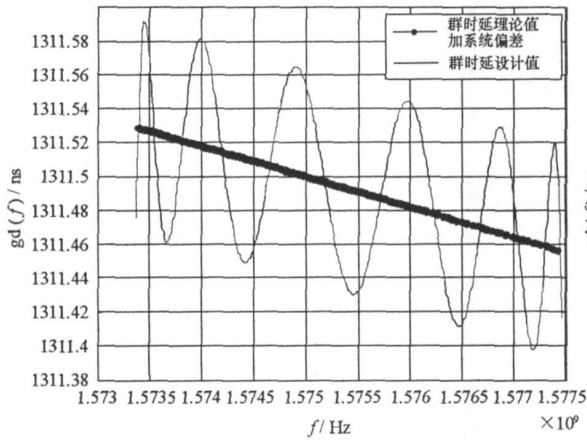


图 7  $H_1$  滤波器带内群时延特性放大图  
Fig. 7 The group delay in signal bandwidth of  $H_1$  filter

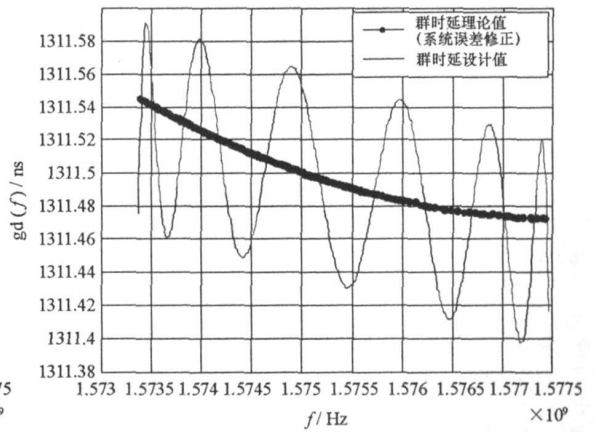


图 8  $H_2$  滤波器带内群时延特性放大图  
Fig. 8 The group delay in signal bandwidth of  $H_2$  filter

观察带内群时延放大图可以看到设计出来的滤波器群时延存在“波动”, 但是波动幅度很小。将群时延的设计值减去理论值(系统偏差修正)后, 对  $H_0$ 、 $H_1$  和  $H_2$  带宽内的群时延“波动”特性进行统计, 得到结果如表 1 所示。

表 1  $H_0$ 、 $H_1$  和  $H_2$  滤波器带内群时延特性统计分析

Tab. 1 The statistic of  $H_0$ ,  $H_1$  and  $H_2$  filter's group delay in signal bandwidth

滤波器	系统偏差(ns)	标准差(ns)
$H_0$	1294.407	0.0427
$H_1$	1294.291	0.0440
$H_2$	1294.242	0.0442

对于  $H_0$  滤波器, 其群时延在一定均值附近上下波动, 标准差约为 0.04ns。加入  $H_0$  滤波器后, 利用伪码环路仿真测距得到的伪距结果为 1311.840ns。观察  $H_1$  滤波器带内群时延特性的放大图, 可以看到群时延除了存在波动外, 还有一定线性递减的趋势, 这是一阶群时延导致的结果。加入  $H_1$  滤波器后, 利用伪码环路仿真测距得到的伪距结果为 1311.681ns。观察  $H_2$  滤波器带内群时延特性的放大图, 可以看到群时延除了存在波动外, 不再呈“线性”递减的趋势, 而是有一定的抛物线趋势, 这是二阶群时延导

致的结果。加入  $H_2$  滤波器后, 利用伪码环路仿真测距得到的伪距结果为 1311.289ns。

### 3.2 对比分析

由于根据指定的群时延特性设计滤波器时存在一定的系统偏差, 而且在设计滤波器的过程中为了避免群时延为负, 还加入了电缆单向传播时间  $35.2/2=17.6$ ns。表 2 给出三种滤波器对应的系统偏差和对伪距测量的影响。

表 2 三种群时延对伪距测量的影响

Tab. 2 The impact of tree types group delay to GPS pseudorange measurement

	$H_0$ (ns)	$H_1$ (ns)	$H_2$ (ns)
滤波器设计系统偏差	1294.407	1294.291	1294.242
伪距测量结果	1311.840	1311.681	1311.289
伪距—系统偏差	17.433	17.390	17.047
伪距—系统偏差—电缆时延	-0.167	-0.210	-0.553
各阶群时延引入的伪距测量误差	-0.167	-0.043	-0.343

需要说明的是, 分析各阶群时延引入的伪距测量误差时, 虽然已经扣除了滤波器设计的系统偏差, 但是在滤波器的实现和仿真的各个环节还会引入其他偏差, 因而零阶群时延引入的伪距测量误差中包含了这部分偏差的影响; 而一阶线性群时延和二阶群时延引入的伪距测量误差是采用作差方法得到的, 避免了系统误差的影响。

## 4 结论

由表 2 可以得出如下结论:

(1) 三种群时延对伪距测量的总的误差为  $-0.55$ ns, 与时域仿真得到的结果  $-0.58$ ns 相比, 差值为  $0.03$ ns, 说明时域上叠加多径信号与频域上添加一定群时延的滤波器两种情况下的仿真结果吻合得比较好。

(2) 零阶群时延  $gd_0$  (等于  $-0.397$ s) 引入的伪码测距误差为  $-0.167$ ns, 与零阶群时延的值相差  $0.23$ ns。这是由于滤波器实现和仿真的各个环节引入的偏差所致。

(3) 一阶线性群时延  $gd_1$  ( $-0.0178$ ns/MHz) 引入的测距误差为  $-0.043$ ns, 二阶群时延  $gd_2$  ( $0.00393$ ns/MHz<sup>2</sup>) 引入的测距误差为  $-0.342$ ns。可见, 二阶群时延会对伪距测量误差造成较大影响, 需要引起注意。

本文针对电缆多径引起的相位畸变进行的研究, 同样适用于分析变频器等射频设备相位畸变对伪距测量的影响。本文利用滤波器的相位畸变来描述电缆多径的影响, 开辟了研究多径效应的新思路, 也可以用于分析其他多径信号(比如天线引入的多径)<sup>[11]</sup>对伪距测量的影响。本文的研究成果已应用于我国二代卫星导航系统的时间同步站的建设中。

## 参考文献:

- [1] Franklin G A. Timing Spread Spectrum Modulation[D]. Ph. D Thesis of Colorado University, 1999.
- [2] 王永民, 苟彦新. 群时延波动对 DS-SS 信号匹配接收性能影响的分析研究[J]. 空军电讯工程学院学报, 1997(1): 1-6.
- [3] 耿虎军. 系统群时延特性对伪码测距影响的研究[J]. 无线电工程, 2004, 34(11): 27-29.
- [4] 陈晖, 易克初, 李文铎. 群时延失真对扩频通信性能影响的仿真与分析[J]. 电讯技术, 2006(2): 111-113.
- [5] 侯利明, 孙宝升, 陆晓明. 群时延特性对卫星高速数传中继系统的影响[J]. 飞行器测控学报, 2006(2): 54-58.
- [6] Haykin S, Van Veen B. Signal and Systems[M]. 2nd Edition. New York: John Wiley & Sons, 2003.
- [7] Townsend B R, Richard D J, et al. Performance Evaluation of the Multipath Estimation Delay Lock Loop[C]//ION NTM 1995, Anaheim, California, January 18-20, 1995.
- [8] 谢世杰, 种绍龙, 袁铭. 论 GPS 测量中的多径误差[J]. 测绘通报, 2003(5): 1-5.
- [9] 庄国, 张光明, 吴伟. GPS 考虑副瓣的多径跟踪误差研究[J]. 电子科技大学学报, 2004, 33(3): 239-242.
- [10] 朱祥维, 李垣陵, 雍少为, 等. 群时延的新概念、测量方法及其应用[J]. 电子学报, 2008, 36(9): 1819-1823.
- [11] 王伟, 张文明. GPS 多天线多径抑制技术[J]. 国防科技大学学报, 2006, 28(5): 90-93.