

群时延的新概念、测量方法及其应用

朱祥维,李垣陵,雍少为,庄钊文

(国防科技大学电子科学与工程学院卫星导航研发中心,湖南长沙 410073)

摘要: 群时延是衡量传输网络对信号传输时间延迟及信号失真影响的重要参数.基于微分(差分)的传统群时延定义和测量存在如下缺点:存在分辨率与精度之间的矛盾,不能反映一定带宽内的整体相位特性,难以定量描述相位的非线性畸变.为了解决这些问题,本文从相频特性整体出发,基于 Taylor 展开给出了一种新的群时延的定义和测量方法.在 GPS 授时接收机电缆传输特性测试中的实验结果表明,新测量方法测得的群时延达到了 0.01ns 的测量精度,与 GPS 授时接收机测得的信号传输时延之间最大偏差不超过 0.3ns,具有良好的对应关系.

关键词: 群时延;时间同步;伪距;GPS 授时接收机;Taylor 级数

中图分类号: TN914.42 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2008) 09-1819-05

A New Definition, Measurement Method of Group Delay and Its Application

ZHU Xiang-wei, LI Yuan-ling, YONG Shao-wei, ZHUANG Zhao-wen

(Satellite Navigation R&D Center, School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: Group delay is an important parameter describing network transfer delay and distortion characteristics. Traditional definition and measurement formula of group delay is based on derivative, which has some inherent faults: the inconsistency of resolution and accuracy, incapacity to describe the global phase character of signal bandwidth and difficulty to describe phase distortion quantificationally. To resolve these problems, a new group delay definition and measurement formula has been put forward based on Taylor series expansion, which has been used in the GPS timing receiver RF cable group delay measurement. The experiment shows that the accuracy of the new group delay measurement is better than 0.01ns and consistent with the GPS signal delay. The maximum difference between the signal delay measured by GPS timing receiver and the zero order group delay measured by the new group delay measurement method is less than 0.3ns.

Key words: group delay; time synchronization; pseudorange; GPS time transfer receiver; Taylor series expansion

1 引言

卫星导航、深空探测、VLBI 和国际原子时比对等领域对时间同步精度要求的日益提高,已经达到 1~2ns. 时间同步设备中射频电缆(温度变化引起的群时延波动和电缆多径)以及放大器、混频器等的群时延变化会影响信号传播时延,进而影响伪距测量和时间同步精度. 射频电缆、放大器和混频器等的群时延波动已经成为时间同步的主要系统误差^[1]. 为了对时间同步设备的群时延波动进行测量和标校,需要研究高精度(优于 0.1ns)的群时延测量技术,并分析群时延与信号时延以及伪距测量值之间的关系.

本文将深入分析传统的群时延定义和测量方法的主要缺点:难以避免分辨率和测量精度的矛盾,难以描述信号带宽内相位整体特性,无法与扩频信号时延建立

对应关系. 针对这些问题,本文将从相频特性出发,基于 Taylor 级数展开得到群时延的新定义和测量方法,并将该方法用于电缆群时延温度特性测试,分析新方法测得的群时延与伪距测量值的关系.

2 传统的群时延定义和测量方法的缺点

群时延是线性系统和网络固有的一种传输特性参数,其定义为群信号通过线性系统或网络时,系统或网络对信号整体产生的时延. 它有两方面含义:一是群时延本身的大小决定系统和网络的信号传播时延的大小,即绝对群时延;二是群时延特性与信号传输失真有密切关系,即相对群时延. 群时延概念最早于 20 世纪 30 年代提出并被广泛应用于教科书中,其定义为相位对角频率的微商^[2]:

$$= - d\phi(\omega) / d\omega = - \frac{1}{2} \frac{d\phi(f)}{d(f)} \quad (1)$$

收稿日期:2007-05-31;修回日期:2007-11-16

基金项目:新世纪优秀人才支持计划(No. NCET-04-0995)

从群时延基本定义出发,现在主流群时延测试设备中普遍应用的群时延测试公式为^[4,5]:

$$\tau_g = - \frac{\phi(\omega_c + \Delta\omega) - \phi(\omega_c - \Delta\omega)}{2\Delta\omega} \quad (2)$$

先测得相位响应曲线 $\phi(\omega)$, 再按式(2)求 τ_g , 由此得出的群时延直接相位法的测量误差满足式(3)^[6]

$$\tau_g = \pm \frac{\phi(\text{deg})}{360(\text{deg})} \quad (3)$$

2.1 测量精度和分辨率的矛盾

由式(1)~(3)可以看出,在相位测量精度一定时,孔径 $\Delta\omega$ 的选取将直接影响群时延测量精度. 按定义式(1),则 $\Delta\omega$ 越小越能反映网络相频曲线的微分特性,但在测试数据处理过程中, $\Delta\omega$ 变小时,相位误差却被放大. 增大 $\Delta\omega$ 对于给定的相位测量精度而言可使群时延测量精度提高,但这同时降低了测试准确度,甚至会出现关心频带内的群时延测试结果与关心频带内的相位测量结果无关的情况. 群时延的包络测试法也同样存在类似问题^[7]. 测量准确度和测试精度是传统群时延测试方法本身固有的矛盾,这是实际工程应用中对群时延测试最难以把握的地方. 一般而言,都是对准确度和精度折衷考虑,以牺牲一定精度为代价换取相对准确可信的测试结果.

以 Agilent 高端矢量网络分析仪^[6]为例,在 1G~2GHz 频带内,其相位测量的不确定度约为 0.3 度,若需要的群时延测量精度为 0.3ns,则所需的孔径约为 2.8MHz. 对 GPS 的 L1 频段测试而言,其信号带宽约为 2MHz,若需要的群时延测试精度为 0.3ns,则测试得到的群时延参数其实是由信号带宽以外频带的相频曲线特性决定的. 图 1、图 2 分别是不同孔径设置时测得的线缆群时延曲线. 图中可以看出,在相位测量精度不变的条件下,孔径为 625kHz 时的群时延抖动峰峰值高达 1ns,孔径为 6.25MHz 时的群时延抖动峰峰值为 0.2ns.

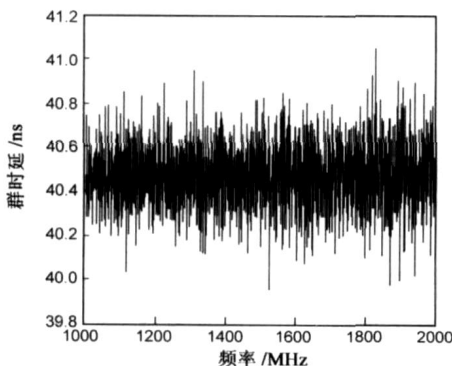


图 1 传统方法孔径为 625kHz 时的线缆群时延曲线

2.2 难以反映系统整体特性

群时延是描述系统相位线性度的整体概念,传统群时延基于微分(差分)的定义抹煞了这一点. 当群时延为“线性”时,各频点的群时延一样;但是当系统呈非线性

相位特性时,各频点传统定义的群时延不同,难以得到信号带宽内的整体群时延,难以与扩频信号传输时延建立对应关系.

从图 1、图 2 还可以看出,传统的群时延定义和测量方法得到的是各个频点的群时延,反映的是一个局部概念,难以与一定带宽内的信号时延建立关系. 以扩频体制 GPS 导航信号 L1 来说,其信号带宽为 2MHz 左右(取 2 倍码率),从图 1、图 2 中难以获得一个唯一的时延值;而 GPS 的 L1 扩频信号在经过一定系统后其信号时延在通常条件下为一个定值. 因而传统方法定义和测量的群时延难以与信号时延建立对应关系^[8],没有清晰的物理概念,不便于在工程实践中应用.

实际传输网络都不同程度的存在色散,也就是时延随信号频率发生变化,反映在相位特性上即是非线性相位系统. 混频器、功放、低噪放等设备都是非线性相位系统,扩频信号经过这些系统时会产生相位畸变. 一个典型的相频曲线如图 3 所示,由此得到的传统群时延特性如图 4 所示,可见其群时延不再是一个常数,难以获得一个信号带宽内的整体群时延.

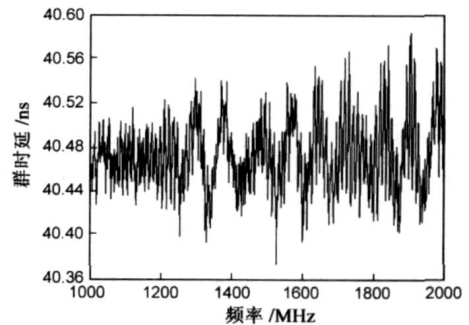


图 2 传统方法孔径为 6.25MHz 时的线缆群时延曲线

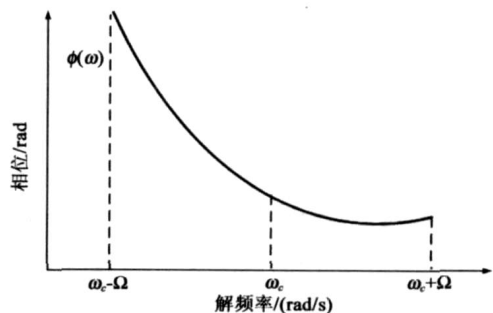


图 3 非线性相位系统相频特性曲线

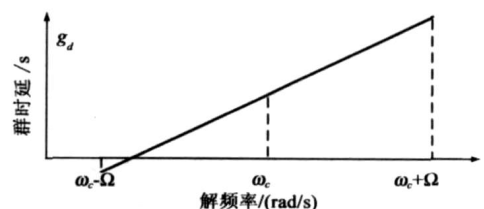


图 4 非线性相位系统群时延曲线
如果取信号带宽内的所有测量值的平均值可以得

到相应于一定带宽的“唯一”群时延测量值,但是这种情况下没有利用更多信息,相对于增大了测量孔径.对传统测试方法而言,设带宽 BW 内有 N 个有效相位测试点 $\omega_1 \dots \omega_N$,则直接利用所有有效数据通过式(2)计算群时延的孔径为 $BW/(N-1)$,输出的群时延测试结果记为 $g^{(1)} \dots g^{(N-1)}$,其中

$$g^{(i)} = \frac{\phi(\omega_i) - \phi(\omega_{i+1})}{BW/(N-1)} \quad (4)$$

对输出的 N-1 点群时延有效测试值进行频域平滑,可得

$$\begin{aligned} \bar{g} &= \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^{N-1} g^{(i)} \\ &= \frac{1}{N-1} \cdot \frac{1}{BW/(N-1)} [(\phi(\omega_1) - \phi(\omega_2)) \\ &\quad + (\phi(\omega_2) - \phi(\omega_3)) + \dots + (\phi(\omega_{N-1}) - \phi(\omega_N))] \\ &= \frac{1}{BW} (\phi(\omega_1) - \phi(\omega_N)) \end{aligned} \quad (5)$$

由式(5)可知,对传统群时延测试方法输出的群时延测试值进行频域平滑实际上等效于增大孔径,减少了相频曲线的有效测量点,从而降低了测量值的准确度,无法真实反映被测网络的群时延特性.

3 基于 Taylor 级数的群时延新定义

群时延反映的物理含义是被测网络的相位线性度,为了描述系统的相位畸变,可以将相位特性用 Taylor 级数展开,得到线性项和其他项.文献[9]、[10]也提到了利用 Taylor 级数展开相位响应曲线,但是没有给出 Taylor 展开的各阶项与群时延的关系.下面将基于 Taylor 级数,推导出零阶群时延、一阶(线性)群时延和二阶(抛物线)群时延的定义.

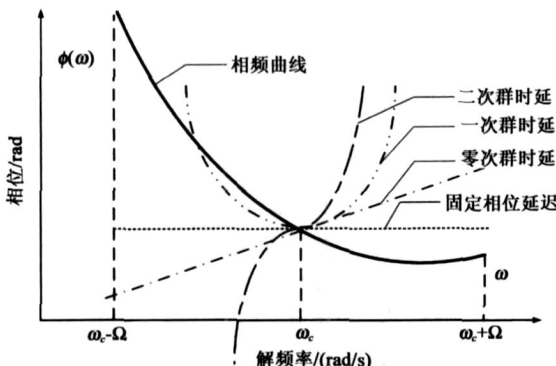


图 5 非线性相位系统相频特性曲线及其 Taylor 展开

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 ω_c 处 Taylor 展开,可得

$$\begin{aligned} \phi(\omega) &= \arg[H(\omega)] \\ &= a_0 + a_1(\omega - \omega_c) + a_2(\omega - \omega_c)^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &+ a_3(\omega - \omega_c)^3 + \dots \\ t_d(\omega) &= -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega} = -a_1 - 2a_2(\omega - \omega_c) \\ &\quad - 3a_3(\omega - \omega_c)^2 + \dots \\ &= g_{d0} + g_{d1}(\omega - \omega_c) + g_{d2}(\omega - \omega_c)^2 + \dots \\ a_0 &= \phi(\omega_c), a_1 = \left. \frac{d\phi}{d\omega} \right|_{\omega_c}, a_2 = \left. \frac{1}{2!} \frac{d^2\phi}{d\omega^2} \right|_{\omega_c}, \\ a_3 &= \left. \frac{1}{3!} \frac{d^3\phi}{d\omega^3} \right|_{\omega_c}, \dots \\ g_{d0} &= \left. \frac{d\phi}{d\omega} \right|_{\omega_c}, g_{d1} = \left. \frac{1}{1!} \frac{d^2\phi}{d\omega^2} \right|_{\omega_c}, g_{d2} = \left. \frac{1}{2!} \frac{d^3\phi}{d\omega^3} \right|_{\omega_c}, \dots \end{aligned} \quad (6)$$

其中 g_{d0} 就是通常意义下的群时延,或称之为零阶群时延,单位为 s; g_{d1} 称为一阶群时延(线性群时延),单位 s/Hz(或 s/rad); g_{d2} 称为二阶群时延(抛物线群时延),单位 s/Hz²(或 s/rad²); g_{d3} 称为三阶群时延(立方群时延)(或 s/rad³)等.

4 群时延的新测量方法

新的群时延测量方法包括四部分:测量系统的相频特性曲线、解模糊度、进行样条插值、求解各级 Taylor 级数.与传统方法的差异表现在解模糊度之后的数据处理方法上.测量相频特性曲线基本测试条件是具备相位测量能力的仪器.矢量网络分析仪、精密比相仪都可以用来测量群时延.数据处理方法中的样条插值和 Taylor 级数展开都可以借助于数值算法实现.

群时延测试方法的实现框图如图 6 所示,其中 DUT (Device Under Test) 指待测设备.测试步骤如下:

- (1) 按图 6 所示结构连接设备.
- (2) 设置扫频源的频率扫描范围为实际关心的工作频带范围.
- (3) 相位比对装置测得相频响应曲线.
- (4) 相频响应曲线解 2 模糊.
- (5) 对解绕后的相频特性曲线进行三次样条插值拟合.
- (6) 对插值后的相频函数求各阶 Taylor 系数,利用公式(6)得到各阶为群时延测量值.

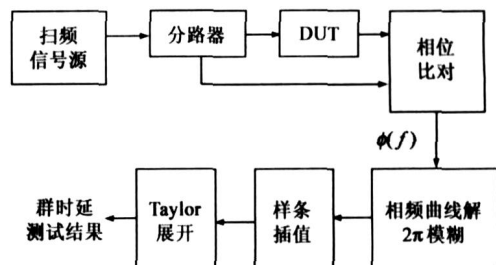


图 6 群时延测量原理框图

相频特性曲线的测试存在 2 模糊度的问题.一般而言,为消除相频响应测试的 2 模糊,要求相频响应测

试时由于频率偏引入的相临测试点间相位差不大于 $\frac{\pi}{2}$ 。这种条件下若相临相位值差大于 $\frac{\pi}{2}$, 则相位数据减去 2π 即可消除相位模糊; 若相临相位值差小于 $-\frac{\pi}{2}$, 则相位数据加上 2π 即可消除相位模糊。

由上可得, 对电长度为 l_e 的被测网络而言, 其允许的最大频率间隔估算公式为

$$\Delta f < \frac{c}{l_e} \quad (7)$$

对介电常数为 ϵ 的电缆而言, 机械长度为 l , 则电长度约为 $l_e = l \times \sqrt{\epsilon}$ 。以 FSJ4 - 50B 为例^[11], 其介电常数为 1.4, 当电缆长度为 100 米时, 从相位解 2 模糊的角度来讲, 要求进行相频特性测试时的最大扫频间隔小于 8MHz。

如图 6 所示, 在频率区间 $[f_0, f_1]$ 内进行了 N 次相位观测, 得到的观测量为 $\{f_0 + i, \phi'(f_0 + i)\}$, 其中 $i = 0, 1, \dots, N - 1$; $\phi'(f_0 + i)$ 为在频率 $f_0 + i$ 处测试得到的相位特性; $\Delta f = (f_1 - f_0) / (N - 1)$ 。利用上面提到的解模糊度方法对相位测量值 $\phi'(f_0 + i)$ 进行解绕后得到 $\phi(f_0 + i)$ 。接着可以利用 $[f_0, f_1]$ 内的 N 个观测量 $\{f_0 + i, \phi(f_0 + i)\}_{i=0}^{N-1}$ 进行三次样条插值, 得到插值后的相频特性函数 $\phi(f)$ 。然后利用数值计算方法求得中心频点 $f_c = (f_0 + f_1) / 2$ 处的各阶 Taylor 系数, 进而利用公式 (6) 可以得到各阶群时延。通常 3 阶以上群时延对系统影响很小, 可以忽略。此处主要计算零阶、一阶和二阶群时延。

表 1 L1 频段 (1565.4 ~ 1585.4MHz)、L2 频段 (1217.6 ~ 1237.6MHz) 零阶群时延特性

温度 ()	- 42.5		- 17.3		8		34.1		57.4	
	均值	方差	均值	方差	均值	方差	均值	方差	均值	方差
L1 零阶群时延 (ns)	40.500	0.006	40.504	0.007	40.503	0.008	40.504	0.005	40.498	0.009
L2 零阶群时延 (ns)	40.478	0.006	40.481	0.007	40.480	0.008	40.480	0.005	40.473	0.009

5.2 授时接收机伪距测量结果

利用授时接收机对 FSJ4 - 50B 电缆进行测量, 扩频信号中心频点为 L1 及 L2 频点, 伪码速率为 1.023MHz。实验温度为 8 ; 实验采用加电缆的方法, 先测量 1 号电缆 + N/ SMA + 2 号电缆的时延, 然后接入 FSJ4 - 50B 电缆, 再次测量; 两次测量的伪距差值即为 FSJ4 - 50B 电缆引入的信号时延 (包括了接头)。原始数据和作差后数据如表 2 所示。其中均值和方差是对 100 次重复测量的统计结果。测试条件下接收机测距精度优于 0.3ns。

表 2 授时接收机伪距测量原始观测量 (温度: 8)

被测对象		L1 信号时延 (ns)	L2 信号时延 (ns)
1 号电缆 + N/ SMA + 2 号电缆	均值	135720.967	133982.299
	方差	0.20	0.12
1 号电缆 + N/ N + FSJ4 - 50B + N/ SMA + 2 号电缆	均值	135761.261	133982.299
	方差	0.25	0.21
FSJ4 - 50B 电缆时延	均值	40.294	40.239

关于三次样条插值的具体算法和收敛性可以参考文 [12]、[13], 在 MATLAB 中可以用 spline() 函数实现。Taylor 级数的数值计算方法可以参考文 [13]、[14], 在 MATLAB 中可以用 fntlr() 函数实现。

5 实验结果及其分析

为验证本文提出的群时延测量方法的有效性, 我们在 GPS 时间比对的应用背景下比较群时延测量结果与接收机伪距测量结果的一致性。本节首先给出新方法测得的射频电缆零阶群时延温度特性, 再给出 GPS 授时接收机测得的射频电缆时延特性, 最后对两组测量结果进行简要对比分析。

5.1 电缆温度特性群时延测量结果

为分析射频电缆 FSJ4 - 50B 的群时延温度特性, 我们进行了 10 米 FSJ4 - 50B 电缆的群时延温度特性实验, 温度变化通过高低温箱 GDW - 0100 调节, 相位测量利用矢量网络分析仪 Agilent E8357A 完成。对于 L1 和 L2, 设置矢网起始频率分别为 1565.4MHz、1217.6MHz; 截止频率分别为 1585.4MHz 和 1237.6MHz, 矢网分析点数均为 1601。原始数据为矢网存储的 s2p 文件, 数据处理中取分析带宽为扩频信号主包络带宽, 即伪码速率的 2 倍, 此处为 2MHz。利用上节给出的方法得到电缆零阶群时延随温度变化结果如表 1 所示。其中均值和方差是对各温度下 100 次重复测量的统计结果。测试结果表明, 利用新方法得到的群时延测量精度优于 0.01ns。

5.3 结果分析

通过表 2 可以得到室温 (8) 时 L1 和 L2 频带电缆的群时延, 为了便于对比, 将其与接收机测试的信号时延一并列于下表:

表 3 FSJ4 - 50B 电缆对伪距测量信号时延的影响 (温度: 8)

N/N 转接头 + FSJ4 - 50B 电缆时延	L1 (ns)	L2 (ns)
接收机测得的信号时延	40.294	40.239
零阶群时延测量结果	40.503	40.480
两种时延测量结果的差异	0.209	0.241

测试结果表明, 新方法测量的群时延与接收机测得的信号时延结果符合较好, 在本文测试条件下最大误差小于 0.3ns。

6 结论

本文以卫星导航系统时间同步设备的时延校准为应用背景, 对传统群时延定义和测量方法中的缺点进

行了深入分析.从系统的相频特性出发,提出了一种新的群时延定义和测量方法.实测效果表明,该方法精度达到了 0.01ns ,解决了传统方法存在的准确度与高精度不可兼得的问题,且具有明确的物理意义和系统“唯一性”,能够与扩频信号时延建立较好的对应关系.

通过本文的研究,我们发现还有如下问题需要进一步深入研究:

新方法测量的群时延值与接收机伪距测量值仍存在一定误差(小于 0.3ns).一方面来源于接收机测距噪声,另一方面可能是接头引入的额外时延.这一特性有待进一步量化分析.

研究各阶群时延,特别是一阶群时延和二阶群时延等由相位非线性畸变引入的高阶群时延对扩频信号时延的影响,探讨定量描述非线性相位系统群时延的方法.

参考文献:

- [1] Ascarrunz F G. Timing Errors in Two-way Satellite Time and Frequency Transfer Using Spread Spectrum Modulation [D]. Boulder: University of Colorado, 1999.
- [2] Nyquist H and Brand S. Measurement of phase distortion [J]. BSTJ, 1930, 9(3): 522 - 549.
- [3] Simon H and Barry V V. Signal and Systems (2nd Edition) [M]. New York: John Wiley & Sons, 2003.
- [4] Agilent Technologies. Understanding the Fundamental Principles of Vector Network Analysis [DB/OL]. cp. literature. agilent.com/litweb/pdf/5965-7707E.pdf
- [5] Ostwald O. Group and Phase Delay Measurements with Vector Network Analyzer ZVR [DB/OL]. http://www.rohde-schwarz.com/appnote/1EZ35.html
- [6] Agilent Technologies. Agilent PNA Microwave Network Analyzers [DB/OL]. cp. literature. agilent.com/litweb/pdf/5988-7988EN.pdf

- [7] Aeroflex Incorporated. Measurement of Group Delay using the 6840 series Microwave System Analyzer with Option 22 [DB/OL]. www.aeroflex.com/products/gentest/microwave/appnotes/879.pdf
- [8] Ramutis A Zakarevicius. Group delay estimation with wideband signals [J]. IEEE Trans on Communication, 1979, 27(12): 1908 - 1910.
- [9] Boyd R W, Gauthier D J, Gaeta A L, et al. Maximum time delay achievable on propagation through a slow-light medium [J]. Phys Rev A, 2005, 71: 023801 - 023804.
- [10] Michael D Stenner, Mark A Neifeld. Distortion management in slow-light pulse delay [J]. Opt Express, 2005, 13: 9995 - 10002.
- [11] Andrew Corporation. HELIAX® Coaxial Cables [DB/OL]. www.andrew.com/products/trans.line/helix
- [12] De Boor C. A Practical Guide to Splines [M]. New York: Springer-Verlag, 1978.
- [13] Raiston A, Rabinovitz P. A First Course in Numerical Analysis (2nd Edition) [M]. New York: McGraw-Hill, 1978.
- [14] Press W H, B. P. Flannery. Numerical Recipes- The Art of Scientific Computing [M]. Cambridge: Cambridge University Press, 1986.

作者简介:



朱祥维 男, 1980年2月生于山东日照, 国防科技大学电子科学与工程学院卫星导航研发中心讲师, 主要研究方向为卫星导航、时间同步技术、时频测试与计量、扩频接收机设计。
Email: zhuxiangwei@nudt.edu.cn