

CAPS 接收机的设计与实现

胡永辉^{①*}, 华宇^①, 侯雷^{①②}, 魏敬法^{①②}, 武建锋^{①②}

① 中国科学院国家授时中心, 临潼 710600;

② 中国科学院研究生院, 北京 100039

* E-mail: huyh@ntsc.ac.cn

收稿日期: 2008-09-03; 接受日期: 2008-09-30

中国科学院知识创新工程重大项目(编号: KGCX1-21)和国家高技术研究发展规划(编号: 2004AA105030, 2007AA12Z343)及国家重点基础研究发展计划(编号: 2007CB815500)资助项目

摘要 通过对 CAPS 卫星(GEO 卫星)资源和信号特征的分析, 估算了接收机天线端信号功率, 提出了 CAPS 粗码接收机 C 变 L+GPS 套片的实现方案和 CAPS 双频精码接收机实现方案; 设计了高灵敏度 CAPS 微带接收天线、粗码/精码射频前端和导航基带处理器, 搭建了单频 CAPS 粗码接收机和双频 CAPS 精码接收机; 在接收机硬件设计框架下, 给出了软件处理流程, 并对信号搜索、码环和载波环路算法、高度辅助算法、频率辅助下的双频频差测速技术和单频测速信源技术、CAPS 时间改正算法等相关关键算法和关键技术进行了研究. 最后, 对定位误差进行分析和讨论. 测试结果表明, CAPS 粗码接收机静态平面定位精度 20.5~24.6 m; 高程 1.2~12.8 m; 测速精度 0.13~0.30 m/s. 粗码接收机动态平面定位精度 24.4 m; 高程 3.0 m; 测速精度 0.24 m/s, 定时精度 200 ns. CAPS 精码接收机定位精度(1σ)南北 5.0 m, 东西 0.8 m.

关键词

导航
定位接收机
硬件设计
关键算法研究

中国区域定位系统(CAPS)是我国具有自主知识产权的新的卫星导航体制和系统. 它采用在轨的赤道同步(GEO)通信卫星作为导航星, 并对导航星实行精确测定轨, 构成了导航的空间位置基准; 在地面导航站放置高精度的原子钟, 产生测距码、导航电文和时间信息并发射上行, 经同步通信卫星转发器转发后广播下行.

系统采用“虚拟星载钟技术”完成星地时间同步, 利用气压高度计补充导航星座, 利用单频频率补偿完成多普勒频率测量^[1]. 在CAPS试验期间, 用户接收机利用 3 颗GEO卫星便能实现伪距测量、定位、导航和授时, 从而在世界上首次构建出转发式卫星导航新系统.

在 CAPS 研究和设计过程中, 接收机是对系统进行验证的关键设备, 其功能是接收 CAPS 卫星所播发的粗码和精码测距信号, 实现精密定位、授时和测速, 因此 CAPS 接收机设计除考

考虑普通卫星导航接收机相关因素外, 还需考虑 CAPS 系统信号特性和系统特点.

本文对 CAPS 接收机设计方法进行了探讨; 设计了 CAPS 接收机硬件平台和软件处理流程; 对信号搜索、码环和载波环路算法、高度辅助算法、频率辅助下的双频频差测速技术和单频频差测速信源技术、CAPS 时间改正算法等相关关键算法及关键技术进行了研究; 最后给出了导航定位测试结果, 并对该测试结果进行了分析和讨论.

1 CAPS 接收机总体设计思路

1.1 CAPS 信号特征

根据 CAPS 信号体制设计方案, CAPS 信号使用二相频移键控(BPSK)调制直序扩频信号(DSSS)^[2]. CAPS 系统卫星利用 f_1 和 f_2 两个载频, 两种编码形式(C/A码和P码), 两种伪随机码(PRN)发射载波、时间和伪距测量信息. C/A码和P码调制在 f_1 和 f_2 两个载频, 使用异步码分多址(a-CDMA)技术. 来自不同卫星的两个载频信号的数学表达式可表述如下:

$$S_{1i}(t) = \sqrt{2P_1} C_i(t) D_i(t) \cos(\omega_1 t + \phi_{1i}) + \sqrt{2P_2} P_i(t) D_i(t) \sin(\omega_1 t + \phi_{1i}), \quad (1)$$

$$S_{2i}(t) = \sqrt{2P_2} P_i(t) D_i(t) \cos(\omega_2 t + \phi_{2i}), \quad (2)$$

其中 $i=1, 2, 3, 4, 5$; ϕ_{1i} 及 ϕ_{2i} 为相位噪声与振荡器偏移引入的相位. $C_i(t)$ 和 $P_i(t)$ 及 $D_i(t)$ 均为二进制码, 取值为 ± 1 . 其频谱如图 1 所示.

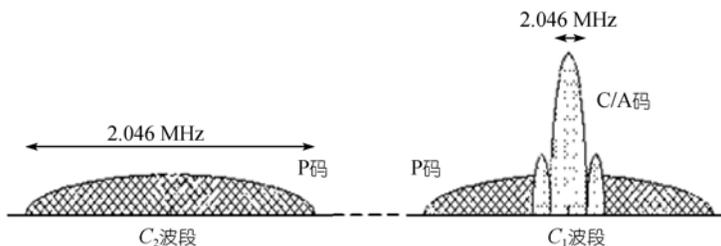


图 1 CAPS 信号频谱

1.2 接收机天线端信号功率

当接收机终端处于不同地理位置时, 由于卫星至接收机距离不同, 卫星 EIRP(Effective Isotropic Radiated Power)值也不同, 导致接收机天线输入端信号功率值不同. 表 1 给出了不同城市接收亚太 2R、中卫 1 号、鑫诺 1 号、中卫 6 号和亚太 1 号卫星信号时接收机天线端的信

表 1 天线端信号功率值

天线端信号 功率/dB·W	北京	哈尔滨	上海	昆明	拉萨	西安	乌鲁木齐	喀什	台北
亚太 2R 76.5°	-165.2	-165.4	-165.2	-164.9	-164.8	-165.1	-165.0	-165.0	-165.2
中卫 1 号 87.5°	-165.1	-165.3	-165.0	-164.8	-164.8	-165.0	-165.0	-165.0	-165.0
鑫诺 1 号 110.5°	-165.0	-165.1	-164.8	-164.7	-164.9	-164.9	-165.1	-165.2	-164.8
中星 6 号 125°	-165.0	-165.0	-164.8	-164.8	-165.0	-164.9	-165.3	-165.4	-164.7
亚太 1 号 138°	-165.0	-165.0	-164.9	-165.0	-165.2	-165	-165.4	-165.6	-164.8

号功率值.

天线端信号功率值=卫星 EIRP-路径损耗-转发器功率输出回退. 若在我国范围内通信卫星 EIRP 值按 $38 \text{ dB} \cdot \text{W}$ 计算, 表中未考虑 C 波段信号传输时大气及雨雪损耗, 计入这些损耗在内, 则卫星信号到达接收机天线端的功率电平接近 $-168 \text{ dB} \cdot \text{W}$.

1.3 接收机增益分配

通常情形下, 接收机的总增益由接收机的灵敏度和终端设备要求的输入电压决定. 由表 1 可知, 卫星信号到达接收机天线端的功率电平大约为

$$P = -138 \text{ dB} \cdot \text{m}. \quad (3)$$

接收机周围环境噪声功率为

$$N = KTB, \quad (4)$$

其中, Boltzmann 常数 $K = 1.381 \times 10^{-23}$, T 为有效噪声温度, 它与阻抗 R 、接收频段以及天线有关, 需要进行精确的计算, 在此假定接收天线有效噪声温度 $T = 300 \text{ K}$; B 为接收带宽, 对于精码信号, $B = 20 \text{ MHz}$. 根据(4)式, 噪声功率

$$N = KTB \approx 101 \text{ dB} \cdot \text{m}, \quad (5)$$

因此, 接收机信噪比可定义为

$$SNR = -138 \text{ dB} \cdot \text{m} - (-101 \text{ dB} \cdot \text{m}) = -37 \text{ dB} \cdot \text{m}. \quad (6)$$

若模数转换器(ADC)的一般输入电平选为 $V_{\text{rms}} = 300 \text{ mV}$ (有效值), 假定系统的特性阻抗为 50Ω , 则模数转换 ADC 模块信号输入端的信号功率为

$$P = \frac{(0.3)^2}{50} = 0.0018 \text{ W} = 1.8 \text{ mW} \approx 2.55 \text{ dB} \cdot \text{m}. \quad (7)$$

根据(5)和(7)式计算结果, 接收机需要将所接收到的信号放大到 ADC 模块输入端所需功率值, 即接收机的净增益为 $2.55 - (-101) = 103.55 \text{ dB}$. 考虑在射频(RF)链路中还有滤波器、混频器以及馈线损耗必须补偿, 再考虑 3 dB 的余量, 则接收机最终的净增益值应该非常接近于 110 dB . 太低的增益值不能激活 ADC 工作, 太高的增益值又会阻塞 ADC 而起到相反的效果.

表 2 为接收机 RF 链路中各模块增益分配. 表中除自动增益控制(AGC)外, 射频前端各子模块增益之和约为 116 dB , AGC 控制的最大衰减约为 50 dB , 相比接收机净增益多出来的增益裕量是为了补偿链路级联时阻抗失配造成的衰减.

表 2 接收机各级增益分配/dB

	天线+LNA	射频滤波器	一混频模块	二混频模块	三混频模块	AGC 控制范围
增益	35	-5	28	43	15	50

1.4 接收机基本组成

常见的卫星导航、定位接收机结构主要有直接下变频方案、镜频抑制接收方案以及外差式接收机方案等. 通过计算和分析, CAPS 接收机采用了外差式低中频接收方案. 典型的 CAPS 双频用户接收机体系结构方案如图 2 所示.

典型的 CAPS 用户接收机主要由天线模块、射频前端模块、AD 转换模块、基带处理模块和人机界面等几个部分组成. 天线所接收到的 CAPS 卫星信号经过射频前端进行变频和放大, 输出中频信号; AD 转换模块对中频信号进行采样, 通过采样将模拟信号转换为数字信号; 接收机数字基带部分对 AD 转换模块输出的数字中频信号进行相关处理, 实现对不同卫星信号的捕获、跟踪、解调等处理, 并向后端导航处理器输出解调后的电文数据、伪距、载波相位观测值, 导航处理器对所得到的伪距信息、电文信息以及时间信息进行导航解算, 进而得到用户的位置信息和标准时间信息.

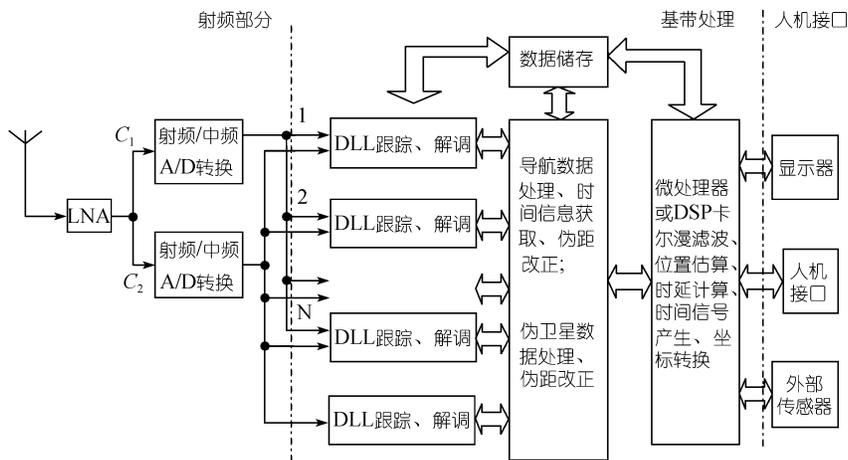


图 2 CAPS 通用型用户双频接收机硬件设计方案

2 CAPS 接收机硬件设计

CAPS 接收机由天线、前置放大器、参考晶振、频率综合器、下变频器、基带信号处理器、气压高度计、导航处理器及接口模块组成^[3]. 在接收机信号处理流程中, 导航信号经过天线、前置放大器送入下变频器, 下变频器将射频信号混频到中频信号后送入基带处理器(含 AD)中, 基带处理器采样导航信号完成相关运算、信号捕获、跟踪和数据解调, 将解调出的伪距测量值送入导航处理器并由导航处理器完成导航定位解算、测速并输出. 气压高度计由气压传感器及采样电路、单片机电路和串口组成, 气压高度计每秒通过串口将采集到的高度信息实时传递给接收机导航处理器, 导航处理器在导航解算中将高度信息作为虚拟星座使用.

基带信号处理器是接收机的核心器件, 它由多通道相关器、CPU 核和一些其他模块组成, CPU 核除完成信号捕获、跟踪和伪距测量控制外, 还要进行导航解算.

CAPS 基带处理器分为粗码基带处理器和精码基带处理器, 粗码基带处理器采用 Zarlink 公司生产的 GPS 接收机基带处理器套片 GP4020^[4], 精码基带处理器采用中国科学院自动化研究所为 CAPS 系统研制的专用基带处理器芯片 NUMEN-1.

2.1 微带天线设计

在现有的多种天线中, 微带天线具有剖面薄、体积小、重量轻的特点, 它尤其适用于对体

积要求严格的场合,对 CAPS 接收机应用来说,微带贴片天线是一个比较好的选择.为了更好地接收 CAPS 卫星信号,天线为全向微带天线,其技术指标如表 3 所示.

传统天线设计方法一般是天线和有源电路分别独立设计,天线输出匹配阻抗为 $50\ \Omega$,然后再通过传输线或电缆等连接到低噪声放大器或其他有源电路.

CAPS 天线工作在 C 波段,频率较高,CAPS 卫星采用 GEO 卫星,轨道高度高于其他导航卫星,转发器反射功率小,到达接收机天线端的 CAPS 信号已经十分微弱,如果通过传输线或电缆再与后面电路相连,则在链路上的损耗将可能导致接收机捕获不到信号,因此,在设计中将天线和低噪声前置放大器组合在一起.

由于设计计算比较复杂,在此不便展开深入讨论.

表 3 微带天线技术指标

参数	技术指标
频率/MHz	$C_1 = 4143.15, C_2 = 3826.02$
带宽/MHz	单频接收时 $BW \geq 20$, 双频接收时 $BW \geq 340$
极化方式	右旋圆极化 RHCP
增益/dB	0~3
方向图波束宽度	$10^\circ \sim 170^\circ$
驻波	≤ 1.5
轴比	≤ 2
接口	SMA
阻抗/ Ω	50

2.2 射频前端设计

2.2.1 C-L 变频模块

C-L 变频模块将 GEO 卫星发射的 C 波段信号下变频到 L1 波段(1575.42 MHz),如图 3 所示,该模块主要由混频器、中频滤波器、中频放大器共 3 部分组成.在 L 频段实现的增益约为 28 dB.精码接收机混频器前面加有选频滤波器,它用来分离出 C_1 与 C_2 两个载波频率,其插入损耗约为 5 dB.混频器输出经过带通滤波器 BPF1 滤波,用以抑制 L1 波段的带外噪声.

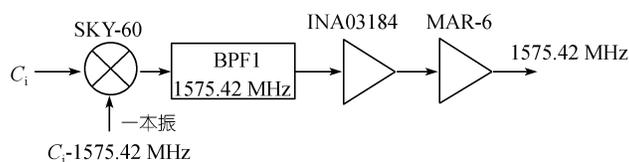


图 3 一变频模块框图

2.2.2 L-IF 变频的两种设计方案

CAPS 载波信号由 C 波段变频到 GPS 的 L1 波段后,还需完成 L-IF 的二次变频,在方案设计中考虑两种不同的设计方案:方案 1 是选用 GPS 专用射频前端套片 GP2015;方案 2 采用的是全单片设计,即每一级变频和放大等功能电路均采用单片构建.两种方案在工程上都是比

较成熟的方案,前者简单、方便,后者调试较为复杂,本文在粗码接收机设计中采用方案 1,精码接收机设计中采用方案 2,在此不再详述.

2.3 基带处理器

CAPS 基带处理器分为粗码基带处理器和精码基带处理器.粗码基带处理器采用 Zarlink 公司生产的 GPS 接收机基带处理器套片 GP4020,精码基带处理器采用中国科学院自动化研究所为 CAPS 系统研制的专用基带处理器芯片 NUMEN-1,该芯片具有以下特点:

(i) 具有 24 个相关器通道,可同时跟踪多路卫星信号,内置 ZSP 微控制器核,可以实现多系统组合导航;

(ii) 通道内的码产生器可灵活配置,可接收多种现有卫星导航信号体制,包括 BOC 调制方式;

(iii) 具有一个 1024 节匹配滤波器,可以实现快速高灵敏度的信号捕获;

(iv) 具有 4 个 4 bit 中频输入口,可以实现信号多频跟踪,配合通道同步操作功能,可以实现姿态测量、天线阵组合等应用;

(v) 包括一个 nPPS 脉冲产生器、16 位 GPIO、2 个 UART 和外部总线等多种输入输出接口;

(vi) 信号采样时钟和 DSP 时钟相互独立,提高了接收机设计的灵活性;

(vii) 采样频率可达 100Msps,核心功耗小于 0.5 W.

3 CAPS 接收机软件处理设计

3.1 软件处理流程

CAPS 接收机程序主要由主函数、中断服务函数(ISR)、数据处理任务、导航解算任务、用户交互任务组成.

接收机主函数首先完成芯片初始化工作(含地址、全局变量等、芯片相关寄存器),以及对芯片IO口进行读写测试,接着对中断函数(ISR)和任务进行初始化,然后进入死循环等待任务触发,其流程如图 4 所示^[5].

ISR 程序每毫秒响应相关器积分输出中断.在 ISR 中首先读状态寄存器判断各通道是否有相关值更新,若有则进入捕获流程.捕获流程主要控制码 DCO 寄存器和载波 DCO 寄存器,在码空间以每毫秒 0.25 码相、频率空间每次 500 Hz 速率搜索.一旦相关值大于给定门限值,则判断搜索完成,进入跟踪环路.在环路中解调出数据,并判断位同步和帧同步,当这些任务完成后则存储伪距测量值,并恢复现场,退出中断服务.其流程如图 5 所示.

数据处理任务完成数据校验和参数提取任务.因此首先判断是否有数据更新,若有则进行数据校验和参数提取,若无则挂起.

导航任务主要完成导航方程数学处理任务.首先判断卫星数目是否足够,卫星是否健康,若都满足条件则开始导航处理.

用户交互任务在此主要由 RS232 串口完成,一方面串口发送导航结果等信息,同时接收气压高度计输出高度数据.

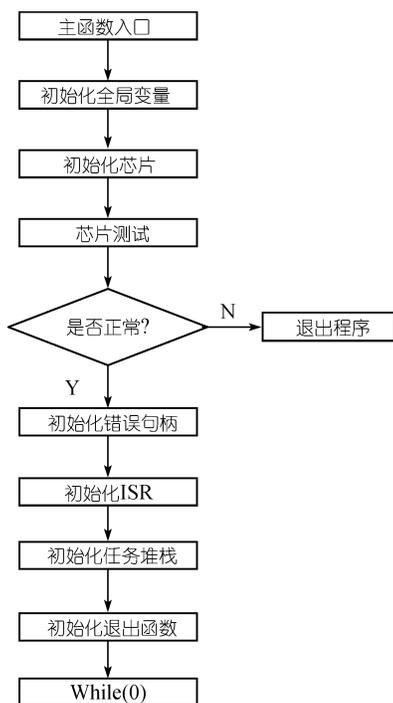


图 4 主函数流程图

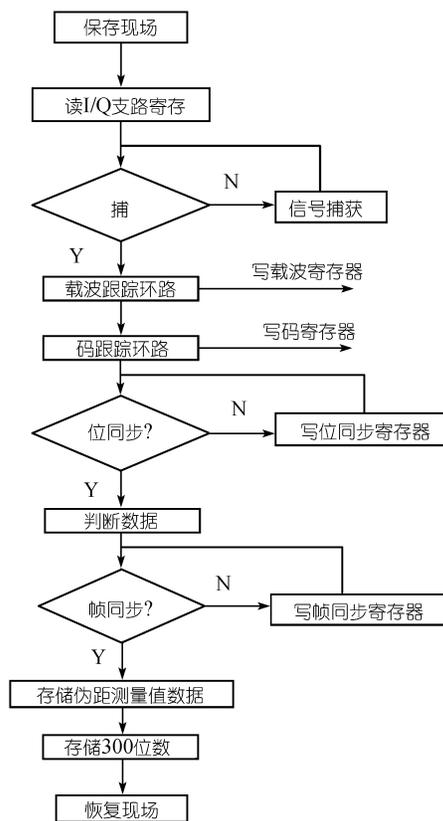


图 5 ISR 程序流程

3.2 信号处理流程

信号处理过程是对无线电导航信号进行捕获、跟踪的过程. CAPS 信号处理与 GPS 等导航系统完全一样, 先对中频(IF)信号进行数字采样, 然后用本地载波相乘去载波, 再与本地码相乘、积分去相关. 在处理过程中利用码跟踪环和载波跟踪环两个锁相环跟踪测量以获得伪距值.

接收机射频输出中频信号为 [6]

$$s(t) = AC(t)D(t) \cos[(\omega_0 + \Delta\omega)t + \Phi_0], \quad (8)$$

式中 A 为信号幅度, $C(t)$ 为扩频码(± 1), $D(t)$ 为导航数据(± 1), ω_0 为下变频输出频率, $\Delta\omega$ 为多普勒频差, Φ_0 为载波初相.

接收机中频信号功率谱如下:

$$S_s(\omega) = \frac{A^2 T_c \sin^2(\omega T_c / 2)}{2 (\omega T_c / 2)^2}, \quad (9)$$

其中 A 为信号幅度, T_c 为扩频码周期.

在初始情形下, 由于码相位和载波多普勒未知, 接收机先进行二维信号搜索(图 6). 由于输入卫星信号弱、信噪比低, 相关峰最大值可能无法检测或错误检测, 需要合理的判断逻辑来保证正确的输出, 常用序列搜索方法. 其他较复杂判断逻辑方法有 M/N 法、Tang 搜索法 [7-9].

初始情形下, 本文采用了序列搜索方法.

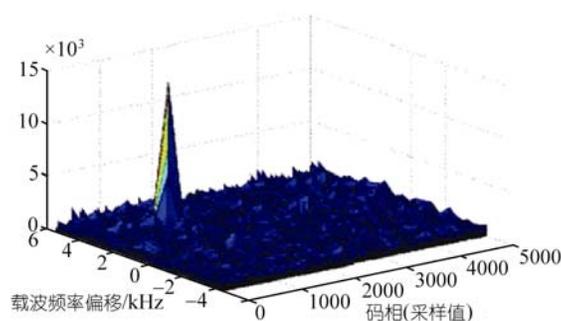


图 6 信号搜索过程

一旦搜索到信号, 接收机控制逻辑将切换到跟踪环路. 信号跟踪程序需要捕获程序获得的码相位和载波频率值作为初始值, 然后驱动锁相环跟踪码相位和载波频率值. 由于信号的码相和载波频率是缓变的, 因此需要两个跟踪环路同时工作, 相互耦合.

4 接收机关键算法研究

CAPS 接收机与 GPS 类导航接收机一样, 卫星信号捕获、跟踪都需要在码环和载波环耦合下工作. 但 CAPS 卫星信号功率电平较弱, 信噪比也较低, 因此必须合理设置和选取各种环路参数, 优化环路设计, 在硬件资源允许的情形下, 增加匹配滤波器的阶数和频谱估计算法, 选取恰当的积分时间, 在动态性和噪声特性间取得合理折衷, 将对系统缺陷实现弥补.

除此之外, 高度辅助算法、CAPS 频率辅助下速度解算、双频频差测速技术、单频测速信号技术和 CAPS 时间改正算法是本研究的关键所在.

4.1 跟踪环路算法

4.1.1 码跟踪环(DLL 环)

DLL 环采用 EML 功率鉴相器, 利用本地产生的迟、早码与接收信号相关功率之差作为鉴相器检测码延迟误差. 其鉴相器采用 EML 鉴相器, 为

$$\text{EML} = (IT^2 + QT^2) - (IP^2 + QP^2). \quad (10)$$

采用 EML 鉴相器是因为它具有最宽鉴相范围, 其鉴相误差为

$$\begin{aligned} E[\delta\tau_i] &= (I_{E,i}^2 + Q_{E,i}^2) - (I_{L,i}^2 + Q_{L,i}^2) \\ &= 2S/N_0 T_I [R^2(\tau_i - d/2) - R^2(\tau_i + d/2)] \\ &\approx 4S/N_0 T_I (2-d)\tau_i, \quad |\tau_i| \leq d/2. \end{aligned} \quad (11)$$

码环采用理想二阶环, 其开环传递函数差分方程为

$$y_i = y_{i-1} + \frac{T_2}{T_1}(x_i - x_{i-1}) + \frac{\Delta T}{T_1}x_i, \quad (12)$$

其中, x_i 为 i 时刻 EML 值, ΔT 为采样间隔, 取 40 ms. T_1 和 T_2 为滤波器参数, 且满足稳定条件: $T_1 > T_2 > 0$.

4.1.2 载波跟踪环

由于载波锁频环捕获带宽窄, 需要频率牵引辅助手段. 在此采用四象限鉴频器将载波频率牵引到 10 Hz 内, 再采用二阶锁频环进行精确跟踪.

频率跟踪环采用叉积鉴相器, 鉴相形式为

$$\delta f_i = I_{i-1}Q_i - I_iQ_{i-1}, \quad (13)$$

其跟踪误差为

$$\delta_{\Delta f}^2 = \frac{1}{2\pi^2} \frac{K}{K-1} \frac{B_L B_I^2}{S/N_0} \left(\frac{1}{K-1} + \frac{B_I}{2S/N_0} \right). \quad (14)$$

考虑到环路动态性能, 锁频环采用二阶 Jaffe-Rechtin 滤波器, 其算法为

$$\dot{\Delta\omega} = \dot{\omega}_{i+1} - \dot{\omega}_i = \omega_{nF}^2 \delta f_i, \quad (15)$$

$$\Delta\omega = \omega_{i+1} - \omega_i = T \dot{\omega}_i + \sqrt{2} \omega_{nF} \delta f_i, \quad (16)$$

$$\omega_{nF} = 1.89 B_{LF}, \quad (17)$$

其中, T 为相关器积分间隔, ω_{nF} 为环路自然谐振频率, B_{LF} 为滤波器带宽. Jaffe-Rechtin 滤波器可以兼顾环路动态性能, 其动态性与抗噪声性能的一个优化折衷见参考文献[10].

4.2 高度辅助算法研究

大地高度或地球椭球高度可以作为一颗伪卫星参与导航解算^[11], 假设地球为一理想椭球, 接收机只在该椭球表面运动; 接收机高度为在理想椭球基础上加上随时间变化的大地高度, 该高度可以由前述气压高度计原理得到. 高度辅助方程实质是在导航方程上外加一高度方程, 也即在地理矩阵中加上一维高度方程, 用高度方程来规约接收机位置.

理想椭球加上大地高方程如下, 其中 a 和 b 分别表示地球椭球半长轴、半短轴方程:

$$\frac{x_u^2 + y_u^2}{(a+h)^2} + \frac{z_u^2}{(b+h)^2} = 1, \quad (18)$$

其线性化后为

$$h_x \Delta x_u + h_y \Delta y_u + h_z \Delta z_u = \Delta h, \quad (19)$$

其中, Δh 表示高度估计值同高程测量值的差, $\Delta h = h_u - \hat{h}_u$. h_x , h_y , h_z 表示地球椭球方程对 x , y , z 的导数

$$\begin{cases} h_x = \frac{x}{(a+h)^2} \cdot \left[\frac{x^2+y^2}{(a+h)^3} + \frac{z^2}{(b+h)^3} \right]^{-1}, \\ h_y = \frac{y}{(a+h)^2} \cdot \left[\frac{x^2+y^2}{(a+h)^3} + \frac{z^2}{(b+h)^3} \right]^{-1}, \\ h_z = \frac{z}{(b+h)^2} \cdot \left[\frac{x^2+y^2}{(a+h)^3} + \frac{z^2}{(b+h)^3} \right]^{-1}, \end{cases} \quad (20)$$

则导航方程为

$$\begin{bmatrix} \Delta\rho \\ \Delta h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -l_{n \times n}^T & E \\ a_{1 \times 3} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P \\ c \cdot \Delta t \end{bmatrix}, \quad (21)$$

其中: E 为单位矩阵, $\Delta\rho = [\Delta\rho_1 \ \Delta\rho_2 \ \Delta\rho_3 \ \cdots \ \Delta\rho_n]^T$ 为 n 个伪距测量值; $-l_{n \times n}^T$ 为 n 个卫星方向余弦; $\Delta P = (\Delta x_u \ \Delta y_u \ \Delta z_u)^T$ 为用户位置向量微分; $a = (h_x \ h_y \ h_z)^T$.

4.3 CAPS 频率辅助下速度解算研究

对无线电导航系统来说, 单频测速有 3 种基本方法: 第 1 种方法是用户位置的近似导数来估计, 即

$$u = \frac{du}{dt} \approx \frac{u(t_2) - u(t_1)}{t_2 - t_1},$$

只要在选定时间段内用户的速度基本是恒定的, 而且 $u(t_2)$ 和 $u(t_1)$ 的误差相对于 $u(t_2) - u(t_1)$ 来说是较小的, 则这种方法的结果是令人满意的; 第 2 种方法是利用多普勒频率估计值来对速度进行估计; 第 3 种方法也是利用多普勒频率估计值, 但利用卡尔曼滤波方法进行处理.

接收机运动载体相对于卫星的径向速度决定了多普勒频率的大小. 径向速度与对应的多普勒频率的关系为

$$D = -\left(\frac{v_i - v_u}{c} \cdot l_i \right) L_i, \quad (22)$$

其中 $l_i = (r_i - r_u) / |r_i - r_u|$ 为方向余弦. 从误差意义上来说, 测量到的多普勒值除上式所述的相对运动引起外, 还受到卫星和接收机时钟漂移的影响. 转换为基本伪距速率方程

$$\dot{\rho}_i = (v_i - v_u) \cdot l_i + f + \varepsilon_\rho, \quad (23)$$

其中, f 为接收机时钟漂移(m/s), ε_ρ 为观测误差(m/s), 则预测方程为

$$\hat{\rho} \equiv (v_i - v_u) \cdot \hat{l}_i + \hat{f} + \hat{\varepsilon}_\rho. \quad (24)$$

由上可得线性化后的测量方程

$$\Delta\rho \equiv \hat{\rho}_i - \hat{\rho}_i = \begin{bmatrix} -\hat{l}_i^T & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v \\ \Delta f \end{bmatrix} + \hat{\varepsilon}_\rho. \quad (25)$$

当然, 利用多普勒测速的基本要求是测速信源必须具有一定的频率稳定度. 系统采用通信卫星转发器转发导航信号, 卫星下行频率由于受星载振荡器的影响而稳定度不高, 必须采用其他技术补偿该项影响. 在 CAPS 系统中研究了两种补偿技术: 双频频差技术与单频测量技术.

4.3.1 双频频差测速技术

双频频差技术指利用同一上行站对某颗卫星同时发射两个频点导航信号, 接收机接收到信号后进行混频, 提取出两个信号差频进行测速处理. 这里假设卫星转发器转发两个信号时利用同一晶振, 实际中这一假设容易满足要求. 通过双频频差信号可以消除卫星转发器晶振影响, 频差的准确度决定于地面发射载波的频率准确度和用户获得的卫星相对于主控站径向速度的精度.

假设上行频率准确度为 10^{-12} , 卫星相对于主控站的径向速度准确度为 1 cm/s , 则双载波频差的准确度为

$$10^{-12} + \frac{1 \text{ cm/s}}{3 \times 10^8 \text{ m/s}} \cong 3 \times 10^{-11}.$$

双频频差测速原理如下:

同一卫星在 t 时刻接收两个信号频率为

$$f_{sr1} = f_{\text{upload1}} \left(1 - \frac{v_s}{c} \right), \quad (26)$$

$$f_{sr2} = f_{\text{upload2}} \left(1 - \frac{v_s}{c} \right), \quad (27)$$

其中, f_{upload1} 和 f_{upload2} 为主控站上行信号频率, v_s 为卫星与主控站相对运动速度, 则卫星下行信号频率为

$$f_{st1} = f_{sr1} - (f_{LO} + \varepsilon_s) = f_{\text{upload1}} \left(1 - \frac{v_s}{c} \right) - f_{LO} - \varepsilon_s, \quad (28)$$

$$f_{st2} = f_{sr2} - (f_{LO} + \varepsilon_s) = f_{\text{upload2}} \left(1 - \frac{v_s}{c} \right) - f_{LO} - \varepsilon_s, \quad (29)$$

其中, 卫星转发器晶振频率 $f_{LO} = 2225 \text{ MHz}$, ε_s 为其频率误差, 则同一接收机收到两信号频率为

$$f_{r1} = \left(1 - \frac{v_r}{c} \right) f_{st1} = \left(1 - \frac{v_r}{c} \right) \left[f_{\text{upload1}} - \frac{v_s}{c} f_{\text{upload1}} - f_{LO} - \varepsilon_s \right], \quad (30)$$

$$f_{r2} = \left(1 - \frac{v_r}{c} \right) f_{st2} = \left(1 - \frac{v_r}{c} \right) \left[f_{\text{upload2}} - \frac{v_s}{c} f_{\text{upload2}} - f_{LO} - \varepsilon_s \right], \quad (31)$$

其中 v_r 为卫星与接收机相对运动速率.

接收机对收到的两个信号进行混频并提取差频信号, 则差频信号频率为

$$\Delta f_r = f_{r1} - f_{r2} = \left(1 - \frac{v_r}{c} \right) \left(1 - \frac{v_s}{c} \right) \Delta f_{\text{upload}}, \quad (32)$$

其中 $\Delta f_{\text{upload}} = f_{\text{upload1}} - f_{\text{upload2}}$ 为上行信号固定频差. 由式(32)可见, 接收信号差频只包含上行多普勒与下行多普勒项, 卫星转发器本振及接收机本振影响在差频过程中都相互抵消, 而其中上行多普勒项可以由星历得到, 因此可以按一般测速原理利用.

4.3.2 单频测速信源技术

若按单频测速原理考虑, 转发器下行频率不准是测速应用的主要矛盾. 为提高测速信源准确度, 通过在主控站实时接收并测量下行信号频率, 并对发射信号载频采用实时频率预偏技术.

卫星发射频率 $f_{T,j}$ 是卫星转发器发送信号的实际频率, 可写为

$$f_{T,j} = f_u \left(1 + \frac{v_r}{c} \right) - f_s + \varepsilon(t), \quad (33)$$

其中, f_u 为地面站上行频率, 卫星接收到的值需要加上一个多普勒偏移. f_s 为星载振荡器的频率, 它包含线性漂移及星载振荡器的噪声项 $\varepsilon(t)$. 对于 f_s 可以采用统计的方法估计, 通过分析得到噪声的统计特性, 可以在一定程度上减小噪声的影响. 在上行信号中进行实时频率预偏, 预偏分辨率为 0.005 Hz.

数学分析表明, 不考虑卫星径向速度误差, 要测量 0.2 m/s 的径向速度, 卫星下行频率的不确定度要求 $7E^{-10}/s$; 要测定 0.2 m/s 的矢量速度, 考虑到卫星星座分布 DOP 值的影响, 该值大约为 $1E^{-10}/s$ 左右. 该方案测试结果见表 4.

表 4 频率实时预偏测速信源误差统计特性

卫星	均值/cms	标准差/cms	2 倍标准差/cms	3 倍标准差/cms	峰峰值/cms
亚太 1A	-0.54	1.9	3.8	5.7	29
鑫诺 1 号	-0.40	1.5	3.0	4.5	18

利用单频测速的高度解算方法, 需要对方程(18)进行相应变化, 使之与速度矢量(v_x v_y v_z)联系起来.

由方程(18)两边对 t 求偏导

$$\frac{x_u \cdot v_x + y_u \cdot v_y}{(a+h) \cdot h'} + \frac{z_u \cdot v_z}{(b+h) \cdot h'} = 0, \quad (34)$$

其中, v_x, v_y, v_z 分别表示速度矢量, h' 表示高度对时间 t 导数. 上式线性化为

$$h'_x \Delta v_x + h'_y \Delta v_y + h'_z \Delta v_z = \Delta h', \quad (35)$$

其中, $\Delta h'$ 表示高度变化率的微分

$$\begin{cases} h'_x = \frac{x}{(a+h) \cdot h'} \cdot \left[\frac{x \cdot v_x + y \cdot v_y}{(a+h) \cdot h'^2} + \frac{z \cdot v_z}{(b+h) \cdot h'^2} \right]^{-1}, \\ h'_y = \frac{y}{(a+h) \cdot h'} \cdot \left[\frac{x \cdot v_x + y \cdot v_y}{(a+h) \cdot h'^2} + \frac{z \cdot v_z}{(b+h) \cdot h'^2} \right]^{-1}, \\ h'_z = \frac{z}{(a+h) \cdot h'} \cdot \left[\frac{x \cdot v_x + y \cdot v_y}{(a+h) \cdot h'^2} + \frac{z \cdot v_z}{(b+h) \cdot h'^2} \right]^{-1}, \end{cases} \quad (36)$$

则速度解算方程为

$$\begin{bmatrix} \Delta\rho' \\ \Delta h' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -I_{n \times n} & 1 \\ b_{1 \times 3} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v \\ c \cdot \Delta f \end{bmatrix}, \quad (37)$$

其中: $\Delta\rho' = [\Delta\rho'_1 \ \Delta\rho'_2 \ \Delta\rho'_3 \ \dots \ \Delta\rho'_n]^T$ 为 n 个伪距变化率测量值, 由多普勒观测值得来; $-I_{n \times n}^T$ 为 n 个卫星方向余弦; $\Delta v = (\Delta v_x \ \Delta v_y \ \Delta v_z)^T$ 为用户速度向量微分; $b = (h'_x \ h'_y \ h'_z)$.

4.4 CAPS 时间改正

在导航解算前, 接收机测试得到的伪距实际上是主控站经卫星转发至接收机整个链路上的测量值. 由于主控站至各颗卫星距离不同, 该测量值必须经主控站上行时延修正. 上行时延采用多项式模型, 修正时由电文解调多项式参数计算时延改正数. 具体修正过程如下:

- 1) 计算帧同步头的时刻 t_0 ;
- 2) 计算虚拟钟时间改正模型起点时刻 t_{i0} ;
- 3) 根据数据龄期 n_{te} 判断模型是否有效;
- 4) 计算虚拟钟时间改正模型中各系数;
- 5) 计算双载波虚拟钟时间改正的差;
- 6) 计算虚拟钟时间改正量;

$$\tau_{\text{clk}} = a_{i3} \cdot (t - t_{i0})^3 + a_{i2} \cdot (t - t_{i0})^2 + a_{i1} \cdot (t - t_{i0})^1 + a_{i0} + \tau_{i2}. \quad (38)$$

通过以上计算出 τ_{clk} , 就可以得到从卫星到用户的伪距 (ρ)

$$\rho = \rho_0 - c\tau_{\text{clk}}. \quad (39)$$

完成伪距时延修正后还需进行电离层和对流层时延修正. 其他修正与 GPS 类似, 不再叙述.

5 CAPS 接收机导航定位测试

5.1 粗码接收机定位测试

2005 年 5 月, 测试组先后在北京、西安、昆明、厦门、三亚、佳木斯等地, 利用研制的 CAPS 粗码接收机对 CAPS 系统进行验收测试. 测试结果如表 5 所示.

图 7~10 分别给出了厦门连续 24 h 经度、纬度和高度时序图和水平分布靶图.

表 5 CAPS 粗码接收机测试结果

接收机	测试项目						
	静态			动态			定时/ns
	平面/m	高程/m	测速/m·s ⁻¹	平面/m	高程/m	测速/m·s ⁻¹	
粗码	20.5~24.6	1.2~12.8	0.13~0.3	24.4	3.0	0.24	200

5.2 精码接收机定位测试

2006 年 11 月, 我们在北京南口和八达岭地区同时对 A 和 B 两台 CAPS 精码接收机进行了静态和车载导航、定位试验测试, 其二维水平分布图如图 11 和 12 所示, 车载导航、定位试验如图 13 和 14 所示, 测试结果如表 6 所示.

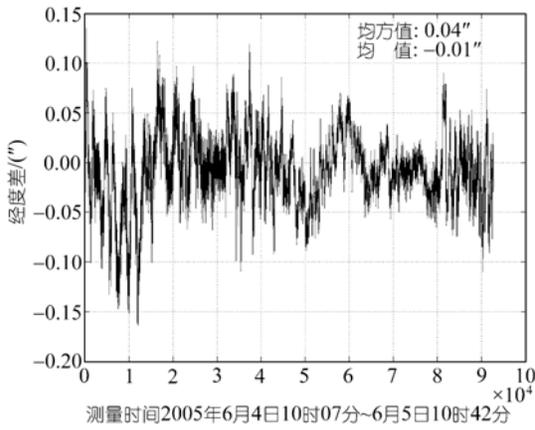


图 7 厦门 24 小时经度时序图

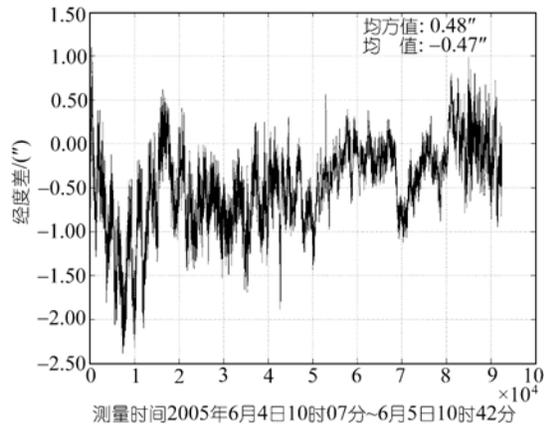


图 8 厦门 24 小时纬度时序图

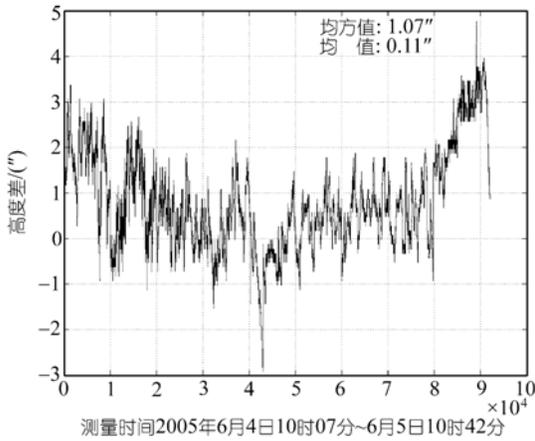


图 9 厦门 24 小时高程时序图

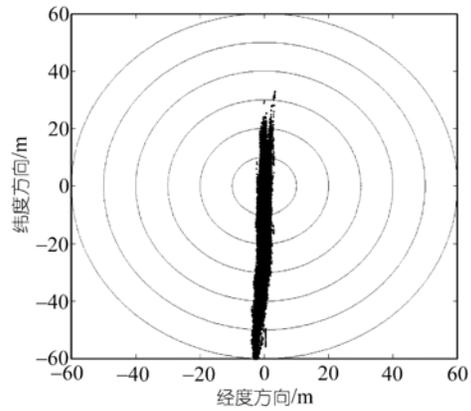


图 10 厦门 24 小时二维水平分布图

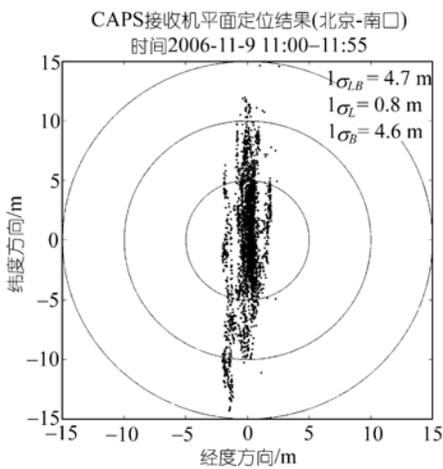


图 11 精码接收机 A 二维水平分布图

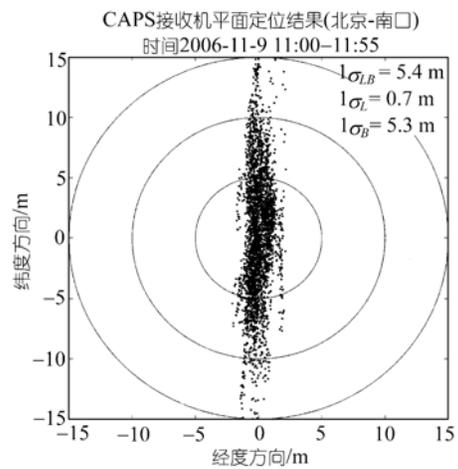


图 12 精码接收机 B 二维水平分布图

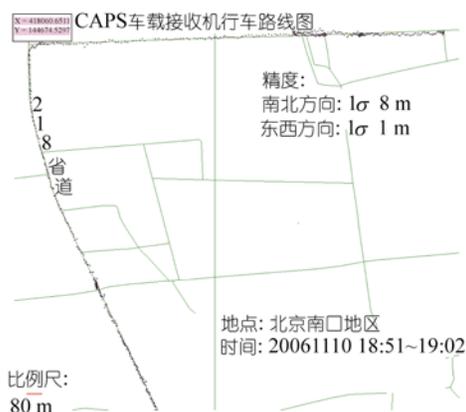


图 13 CAPS 精码接收机北京南口车载导航、定位试验



图 14 CAPS 精码接收机北京八达岭车载导航、定位试验

表 6 南口和八达岭静态和车载导航、定位试验测试结果

接收机	南口		八达岭	
	东西(1σ)	南北(1σ)	东西(1σ)	南北(1σ)
精码/m	0.8	5.0	1.0	8.0

6 定位误差分析及探讨

CAPS 接收机接收由 CAPS 主控站发射、经通信卫星转发的无线电导航信号, 信号在整个传播流程的每个环节都会引入误差, 所有这些误差都表现为接收机伪距测量误差. 这些误差主要分为: 星历误差、时钟误差(虚拟钟误差)、大气误差(对流层、电离层)、接收机误差(测量误差).

为有效分析各种误差对定位精度的影响, 通常假设各误差分量是独立的, 其对伪距测量误差的影响近似表示为零均值高斯随机变量, 其方差由每个分量方差之和来表示. 接收机最终定位精度为

接收机解误差=几何因子×伪距误差因子,

其中几何因子表示卫星与接收机相对几何布局对定位解的复合影响, 一般称之为几何精度因子(DOP, Dilution of Position), 伪距误差因子为用户等效距离误差(UERE).

则总接收机误差为

$$\sigma = \text{DOP} \cdot \sqrt{\sigma_{\text{CLK}}^2 + \sigma_{\text{EMP}}^2 + \sigma_{\text{ion}}^2 + \sigma_{\text{tro}}^2 + \sigma_{\text{Crec}}^2}, \quad (40)$$

其中 σ 是总定位误差, DOP 是几何精度因子, σ_{CLK}^2 是虚拟钟误差, σ_{EMP}^2 是星历误差, σ_{ion}^2 是电离层附加时延改正误差, σ_{tro}^2 是对流层附加时延改正误差, σ_{rec}^2 是接收机误差, 包含多径干扰和分辨率误差; 由于采用气压高度计作为伪卫星, DOP 值受接收机所处位置影响, 对于国内区域按平均值 18 计算, 则定位误差为(粗码)

$$\begin{aligned}
\sigma &= \text{DOP} \cdot \sqrt{\sigma_{\text{CLK}}^2 + \sigma_{\text{EMP}}^2 + \sigma_{\text{ion}}^2 + \sigma_{\text{tro}}^2 + \sigma_{\text{rec}}^2} \\
&= 18 \cdot \sqrt{5^2 + 10^2 + 3^2 + 5^2 + 5^2} \\
&= 244 \text{ ns} = 81 \text{ m}(3\sigma).
\end{aligned} \tag{41}$$

7 结语

CAPS 在世界上首次构建了转发式卫星导航新系统, 由于没有星载原子钟, 时间系统和导航电文在地面产生, 系统采用“虚拟星载钟技术”完成星地时间同步, 利用气压高度计补充导航星座, 因此, CAPS 接收机软、硬件不同于 GPS 接收机. 本研究基于 CAPS 体制和特点提出了相应硬件和软件算法.

测试结果表明, CAPS 接收机硬、软件设计和定位结果满足了系统总体要求, 并在 CAPS 项目的多次演示验证和系统验收中圆满的完成了任务.

由于导航星座采用在轨的赤道同步(GEO)通信卫星, 几何因子较大, 致使纬度方向定位精度较差. 如何在几何因子较差的情形下提高接收机定位精度, 还有待于进一步研究和探讨.

致谢 作者感谢 CAPS 项目组全体成员在 CAPS 接收机研制和测试工作中给予的帮助.

参考文献

- 1 艾国祥, 施浒立, 吴海涛, 等. 基于通信卫星的定位系统原理. 中国科学 G 辑: 物理学 力学 天文学, 2008, 38(12): 1615—1633
- 2 卢晓春, 吴海涛, 边玉敬, 等. 中国区域定位系统信号体制. 中国科学 G 辑: 物理学 力学 天文学, 2008, 38(12): 1634—1647
- 3 Fridman A, Semenov S. Architectures of software GPS Receivers. GPS Solutions, 2000, 3(4): 58—64 [\[DOI\]](#)
- 4 Zarlink Semiconductor Inc, GP4020 datasheet, <http://www.zarlink.com/>
- 5 Word P W. GPS receiver search techniques. In: Position Location and Navigation Symposium. New York: IEEE, 1996. 604—611
- 6 Parkinson B W, Spilker Jr J J. Global Positioning System: Theory and Applications. Vol I- II. American Institute of Astronautics and Aeronautics, 1996
- 7 Johanson F, Mollaei R, Thor J, et al. GPS Satellite Signal Acquisition and Tracking. Division of Signal Processing, Luleca University of Technology, 1998, S97187 Luleca, Weden, Undergraduate projects 1998
- 8 Cahn C, Leimer D, Marsh C, et al. Software implementation of a PN spread spectrum receiver to accommodate dynamics. IEEE Trans Commun, 1997, 25(8): 832—840 [\[DOI\]](#)
- 9 邱致和, 王万义, 译. GPS 原理与应用. 北京: 电子工业出版社, 2002. 75—132
- 10 Tsui J B-Y. Fundamentals of Globals Positioning System Receivers. A Software Approach, 2nd ed. New Jersey: Wiley-Interscience, A John Wiley & Sons, Inc, 2005. 324—346
- 11 艾国祥, 盛裴轩, 杜金林, 等. 应用于 CAPS 的气压测高虚拟星座. 中国科学 G 辑: 物理学 力学 天文学, 2008, 38(12): 1702—1710