

北斗 B1I 信号的捕获算法^①

王丽黎, 杨 阳

(西安理工大学 自动化与信息工程学院, 西安 710048)

摘 要: 北斗 B1I 信号的捕获是北斗 2 代接收机的核心模块, 它是基于码相位和多普勒频移二维搜索的过程. 对于捕获模块, 通常采用并行码相位搜索捕获算法来实现对空中可见卫星的捕获. 针对信号较弱情况下的卫星捕获, 采用了非相干累加与并行码相位搜索捕获相结合的方法. 测试结果表明, 该捕获算法能够有效快速地实现弱信号的捕获.

关键词: 北斗 B1I 信号; 接收机; 捕获; 弱信号; 非相干累加

Acquisition Algorithm of BeiDou B1I Signal

WANG Li-Li, YANG Yang

(Faculty of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

Abstract: BeiDou B1I signal acquisition is a hard core in a BeiDou receiver and is the two-dimension process of the search about the code delay and Doppler frequency. For acquisition, parallel search algorithm of code in frequency domain are usually adopted. For the acquisition of weak signal, a method combining non-correlation integration with parallel search algorithm of code in frequency domain was introduced. The test results show that the acquisition algorithm can effectively and quickly acquire the weak signal.

Key words: BeiDou B1I signal; receiver; acquisition; weak signal; non-coherent integration

随着我国成功将第 16 颗北斗导航卫星送入预定轨道, 北斗导航工程区域组网顺利完成^[1]. 第 2 代北斗导航系统主要功能为定位、测速、单双向授时和短报文通信^[2,3]. 因此, 针对北斗导航系统相应的接收技术的研究逐渐成为研究热点. 传统的接收机由射频前端、用于信号处理的 ASIC 以及高速运算的 CPU 核组成, 设计灵活性受到限制. 相比之下, 软件接收机只需对软件修改便可对接收机进行优化升级, 则更具有方便性和灵活性^[4,5].

在接收机内, 完成信号捕获是信号处理的第一步, 信号捕获重在估计两个重要参数: 一个是 C/A 码周期的开始, 另一个是输入信号的载波频率, 获得导航卫星信号的载波频率(或称为载波多普勒频移)和码相位这两个参数的粗略值, 然后跟踪过程则利用这些粗略值进一步得到频率和码相位的精确值并进而解算出导航电文. 因此对接收机性能好坏影响较大的是捕获跟踪算法的好坏^[6,7].

本文在详细分析了并行码相位搜索捕获算法原理的基础上, 为了能更好的实现对弱信号的捕获, 将并行码相位搜索捕获算法与非相干累加相结合, 不但提高捕获效率, 降低了噪声干扰, 而且有效的提高了弱信号的捕获.

1 C_{B1I}码(测距码)的性质与产生

目前北斗 2 代播发 B1、B2、B3 三个频段的信号, 其信号复用方式为码分多址, 其中 B1(1561.098 MHz)信号由 I、Q 两条支路的测距码和导航电文正交调制在载波上构成. 调制在 B1 频率上的信号可表示为式(1):

$$S_{B1}^j(t) = A_{B1} C_{B1I}^j(t) D_{B1I}^j(t) \cos(2\pi f_1 t + \varphi_{B1I}^j) + A_{B1Q} C_{B1Q}^j(t) D_{B1Q}^j(t) \sin(2\pi f_1 t + \varphi_{B1Q}^j) \quad (1)$$

其中上角标 j 表示卫星序号; A_{B1} 分别表示 B1 信号幅度; $C_{B1} = \pm 1$ 分别表示 B1 信号测距码; $D_{B1} = \pm 1$ 分别表示调制在 B1 测距码上的导航电文数据码; f_1 表示 B1 信号

^① 收稿时间:2015-07-06;收到修改稿时间:2015-09-06

载波频率; φ_{B1} 表示 B1 信号载波初相.

C_{B11} 码的码速率为 2.046 Mcps, 码长为 2046, 码宽为 488.7 ns(1/2.046 MHz). C_{B11} 码发生的结构如图 1 所示, 其是由两个线性序列 G1 和 G2 模 2 和产生均衡 Gold 码后截短 1 个码片后生成. G1 和 G2 序列分别由两个 11 级的线性移位寄存器生成, 其生成多项式如式 (2)、式(3)所示.

$$G1(X) = 1 + X + X^7 + X^8 + X^9 + X^{10} + X^{11} \quad (2)$$

$$G2(X) = 1 + X + X^2 + X^3 + X^4 + X^5 + X^6 + X^7 \quad (3)$$

G1 序列初始相位为: 01010101010; G2 序列初始相位为: 01010101010. 通过对产生 G2 序列的移位寄存器不同抽头的模 2 和可以实现 G2 序列相位的不同偏移, 与 G1 序列模 2 和后可生成不同卫星的测距码. 而之所以用这种码传输信号, 就是因为其良好的自相关和互相关特性.

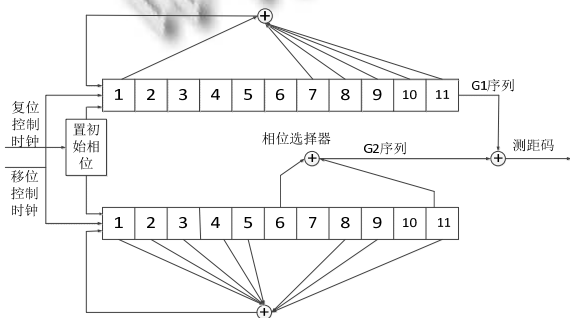


图 1 C_{B11} 码发生器示意图

2 北斗2代B1信号 C_{B11} 码的捕获

由于 C_{B11} 码除了自身完全对齐的情况外, 其余情况几乎是不相关的, 这种特性使得很容易找出两个完全对齐的相同的 C_{B11} 码. 捕获过程正是利用其这一特点.

2.1 C_{B11} 码的捕获

接收机的信号捕获过程一般通过对卫星信号的载波频率和码相位进行扫描式搜索来完成. 捕获的目的就是为了对输入信号和一个测距码序列做相关运算. 并行码相位搜索捕获算法实际上是利用傅里叶变换这种数字信号处理技术来替代数字相关器的相关运算, 而我们需要证明一下两者的等价性.

两个长度同为 N 的有限长序列 $x(n)$ 和 $y(n)$ 的离散傅里叶变换 $X(k)$ 和 $Y(k)$ 计算如式(4)、式(5)所示.

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j 2\pi kn/N} \quad (4)$$

$$Y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{-j 2\pi kn/N} \quad (5)$$

两个长度同为 N 的有限长序列 $x(n)$ 和 $y(n)$ 的循环互相关 $z(n)$ 计算如式(6)所示.

$$z(n) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x(m) y(m+n) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x(-m) y(m-n) \quad (6)$$

下面的分析中均省略了 $z(n)$ 中的缩放因子 $1/N$, $z(n)$ 的 N 点离散傅里叶变换 $Z(k)$ 计算如式(7)所示.

$$Z(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} x(-m) y(m-n) e^{-j \pi kn/N} = \sum_{m=0}^{N-1} x(m) e^{j \pi km/N} \sum_{n=0}^{N-1} y(m+n) e^{-j \pi k(m+n)/N} = \overline{X(k)} Y(k) \quad (7)$$

其中 $\overline{X(k)}$ 是 $X(k)$ 的复共轭. 由式(7)可知, 两个序列 $x(n)$ 与 $y(n)$ 在时域内做相关运算, 相当于它们的离散傅里叶变换 $X(k)$ 与 $Y(k)$ 在频域内做乘积运算. 于是倒过来, 乘积 $\overline{X(k)} Y(k)$ 的离散傅里叶反变换正好是接收机需要进行检测的在各个码相位处的相关值 $z(n)$. 一旦接收机通过傅里叶反变换计算得到相关值 $z(n)$, 那么接下来的信号检测就同线性搜索捕获法一样, 即找出在所有搜索单元中自相关幅值 $|z(n)|$ 的峰值, 并将该峰值与捕获门限值相比较. 若峰值超过捕获门限值, 则接收机捕获到了信号.

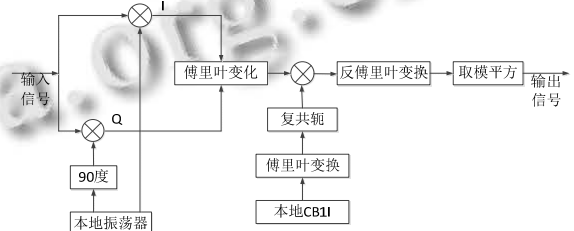


图 2 并行码相位搜索捕获算法原理图

如图 2 所示为并行码相位搜索捕获算法的原理图, 考虑到导航数据位存在跳变的可能, 用含导航数据位的数据进行相关运算所获得的相关峰值将会有较大衰减而造成漏捕, 在算法实现过程中, 总是采用两段连续数据进行同步相关运算, 在得到的两组相关结果中选择最大功率能量相关峰值较大者(认为该段数据中不包含导航数据位跳变)的相关结果作为捕获判断依据^[8].

2.2 基于非相干累加的 C_{B1I} 码捕获

采用 1 ms 时长的数据进行上述捕获的时候, 由于噪声的作用可能导致误捕, 当信号较弱时, 甚至会出现漏捕. 而且在北斗 MEO/IGSO 卫星 B1 频点信号中, 因为 NH 码调制的影响, 相干累加时间不能超过 1 ms. 为了提高灵敏度, 只能通过提高非相干累加次数来捕获弱信号^[9], 即将相干积分结果进行平方处理后再累加, 从而获得信号增益. 其非相关累加值^[10]可表示为式(8):

$$R_M(k) = \sum_{i=1}^M \left| \text{IFFT} \left[\overline{X(k)} Y(k) \right] \right|^2 \quad (8)$$

其中: $R_M(k)$ 为 M ms 的数据信息与测距码的非相干捕获相关值. 可以看出导航电文数据位翻转对积分结果的影响被平方运算有效的降低了. 因此非相干积分可以进行积分时间超过 1 ms 的积分.

非相干累加法消除了导航电文数据位翻转造成的影响, 同时平方运算消除了相位误差造成的副作用, 而前面提到的并行码相位搜索捕获算法通过傅里叶变换实现循环相关, 将相位域捕获过程并行化, 使得搜索量减少到了只需搜索不同的载波频率, 提高运算效率. 将非相干累加法与并行码相位搜索捕获算法相结合, 在大幅降低捕获时间的前提下, 实现了对弱信号的捕获. 其原理图如图 3 所示.

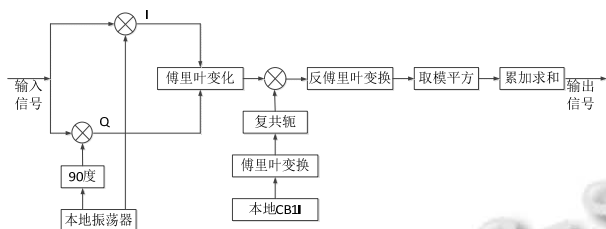


图 3 非相干累加捕获原理图

通过图 3 可知, 非相干累加捕获的方法是将并行码相位搜索捕获算法每毫秒的捕获结果按照预先设定好的累加时间进行累加, 其累加原理如式(8)所示, 由于噪声累加的结果增大不如信号累加的结果增加的快, 使得经过一段时间累加后, 可找出明显的相关峰值.

3 仿真验证

在 Matlab 环境下对本文研究的信号捕获方案进行仿真验证. 利用卫星信号模拟器对北斗 B1 频点中频信号进行仿真, 仿真信号的中频频率为 2.098MHz, 采样

频率为 8.8MHz, 仿真产生 60s 的数据中频信号, 信号中共调制了 1 号、2 号、3 号、4 号、7 号、8 号、10 号、12 号和 13 号等 9 颗卫星信号. 信号中加入的是高斯白噪声, 信噪比为 -35dB. 利用生成的信号, 就可以进行捕获的仿真, 捕获程序流程图如图 4 所示.

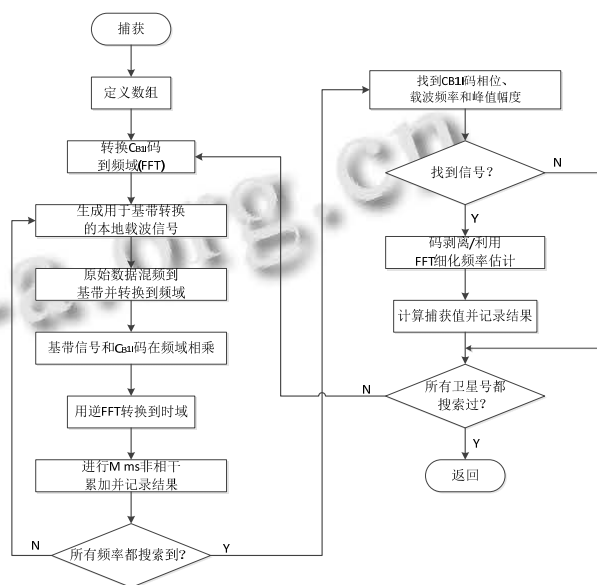


图 4 C_{B1I} 码捕获程序流程图

图 5 是用图 1 所示的 C_{B1I} 码发生器产生的对应 10 号卫星的本地伪码, 其是由两个 11 级移位寄存器进行模 2 和生成的. 不同的卫星编号对应不同的抽头, 不同卫星对应的 C_{B1I} 码则通过查表的方式就可以实现. 横坐标表示采样点数, 截取了 2046 个码片的前 100 位, 纵坐标表示 C_{B1I} 码的相位幅度.

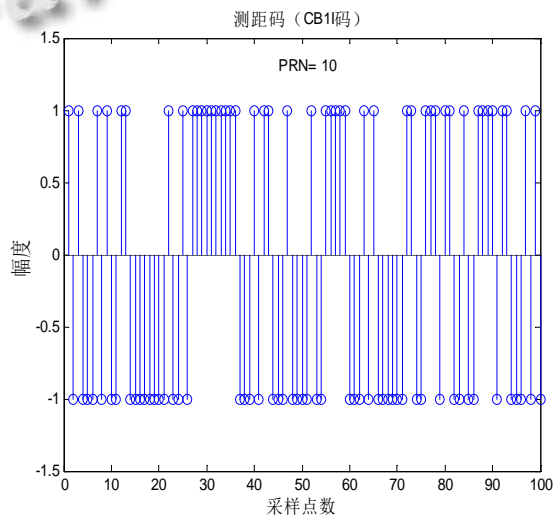


图 5 10 号卫星本地伪码部分截图

C_{BII} 码具有良好的自相关和互相关特性, 如图 6 和图 7 所示. 除了延迟为零外, 几乎没有自相关性. 只有当本地伪码与接收到的信号的伪码序列能够对齐时才得到最大相关值. 根据这一特性可轻易找出何时两个码是严格对齐的, 本文采用并行码相位搜索捕获也正是基于此特性. 横坐标表示码片数, 纵坐标分别表示自相关值 R_{xx} 和互相关值 R_{xy} .

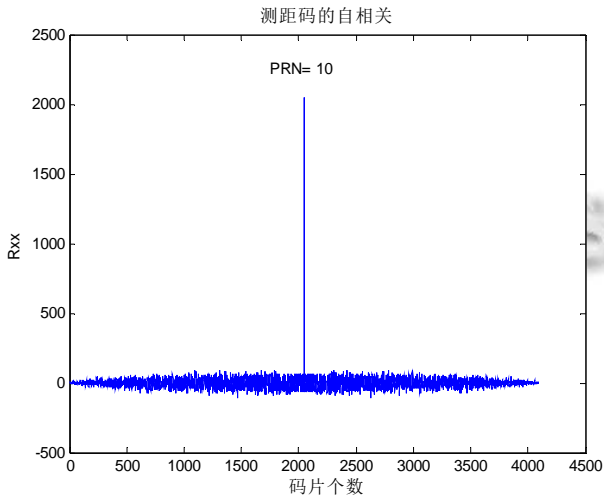


图 6 测距码的自相关性

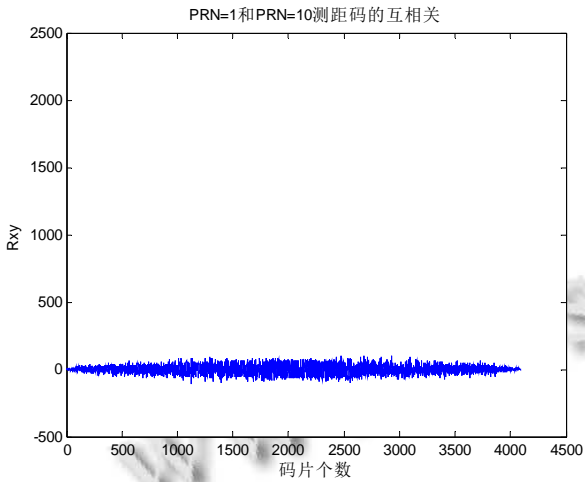


图 7 测距码的互相关性

当检测门限选用最大峰值与次大峰值的比值(大于 2.5)时, 首先使用两段连续的单位数据段, 本文以 1 ms 数据位为单位数据段, 对其做同步相关运算即对这两段数据进行并行码相位搜索捕获, 在得到的两组相关结果中选择较大的相关峰值作为捕获判断依据进行弱信号捕获的验证结果如图 8 所示. 其次使用 5 ms 和 10 ms 数据进行非相干积分的弱信号捕获验证结果如

图 9 和图 10 所示.

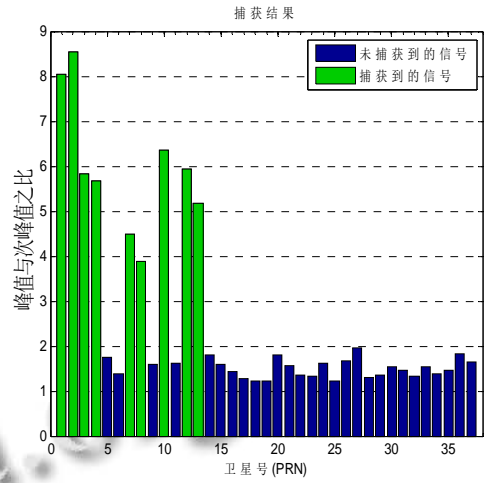


图 8 并行码相位搜索捕获算法捕获情况

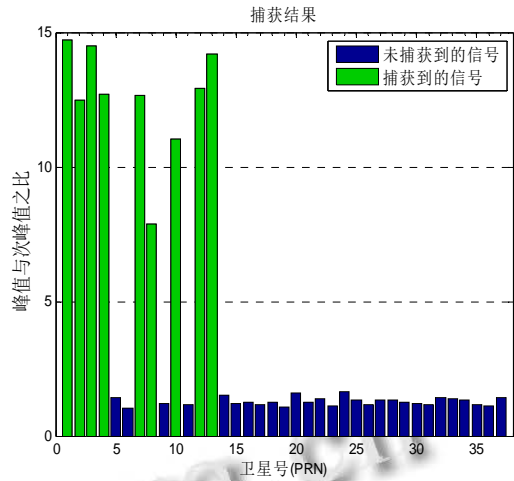


图 9 进行 5 ms 非相干累加的捕获情况

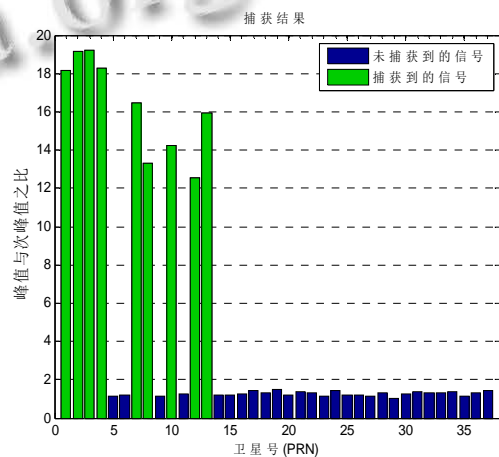


图 10 进行 10 ms 非相干累加的捕获情况

由图可以看出, 在信噪比为-35dB 的情况下, 图 8 中仅使用并行码相位搜索捕获算法得到的最大峰值与

次大峰值的比值并不是很大;而在图9和图10中采用将并行码相位搜索捕获算法与非相干累加相结合的捕获算法,在累加时间增大时,该比值结果明显增加.证明当进行非相干积分所用数据长度从1ms增加到10ms时,信号中所有可见卫星的最大峰值与次大峰值的比值增加的都很明显,能够实现低信噪比信号的捕获,提高接收机的灵敏度.当然,也可以根据实际的需要选择合适的相干累加时间,达到设计目的.

接着再从单颗卫星角度进行研究,以10号卫星为例,即PRN=10,分别进行3ms、6ms和10ms数据的相干累加,其捕获结果如图11、图12和图13所示.

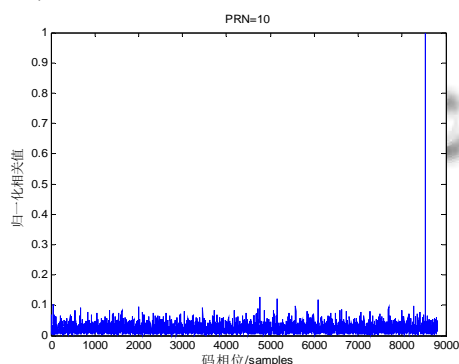


图11 10号卫星进行3ms非相干累加结果

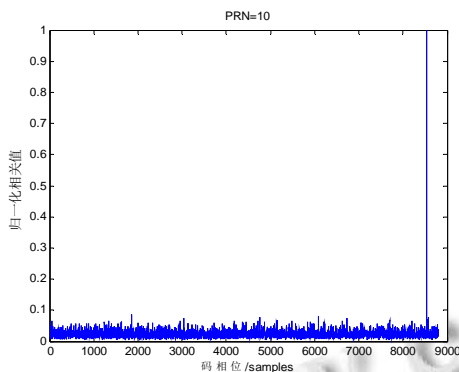


图12 10号卫星进行6ms非相干累加结果

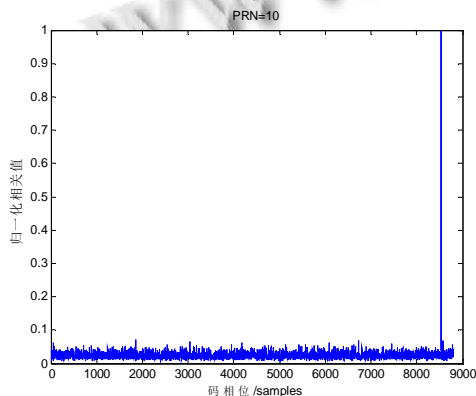


图13 10号卫星进行10ms非相干累加结果

由图11、图12和图13可以看出,随着捕获所用数据长度的增加,即非相干累加数据长度增加,噪声得到一定的抑制,可见卫星正确相位所对应的归一化相关值也更加明显,该部分也达到了有效地捕获弱信号的预期效果.

4 结语

本文研究了北斗软件接收机捕获算法,分析了并行码相位搜索捕获算法并将其与非相干积分相结合,并通过仿真数据对算法进行了验证.可见非相干积分与并行码相位搜索捕获算法相结合不但捕获效率高,而且较好地抑制了噪声信号,有效地实现了弱信号的捕获.对于软件接收机相关模块的研究具有一定的意义,能够使用户在接收机算法处理和软件更新等方面具有很大的灵活性.

参考文献

- 1 何敏,葛榜军.北斗卫星导航系统及应用.卫星应用,2012,(5):19-23.
- 2 中国卫星导航系统管理办公室.北斗导航系统发展报告.国际太空,2012,(4):6-11.
- 3 Meng WX, Liu E, Han Sh. Resaerch and development on satellite positioning and navigation in China. IEICE Trans. Commun, 2012(E95-B): 3385-3392.
- 4 杨东凯,张飞舟,张波译.软件定义的GPS和伽利略接收机.北京:国防工业出版社,2009.
- 5 杨俊,武奇生.GPS基本原理及其Matlab仿真.西安:西安电子科技大学出版社,2006.
- 6 王冰.GPS信号捕获算法的研究.电子科技,2014,27(8):154-156.
- 7 谢刚.GPS原理与接收机设计.北京:电子工业出版社,2009.
- 8 黄隽伟,李荣冰,王翌等.北斗B1 QPSK调制信号的高灵敏度捕获算法.航空计算技术,2012,42(5):38-42.
- 9 史向男,巴晓辉,陈杰.北斗MEO/IGSO卫星B1频点信号捕获方法研究.国外电子测量技术,2013,32(4):19-21.
- 10 陈军,潘高峰,李飞,余金峰,黄静华译.GPS软件接收机基础(第2版).北京:电子工业出版社,2007.