

双频 GPS 接收机的动态辅助 L2P(Y)跟踪

王先毅^{1,2}, 孙越强¹, 杜起飞¹, 白伟华¹, 吴 迪¹, 王冬伟^{1,2}

(1. 中国科学院空间科学与应用研究中心, 北京 100190; 2. 中国科学院研究生院, 北京 100049)

摘 要: 双频接收机中对 L2P(Y)信号的跟踪可以使用半无码方法. 但由于半无码方法本身具有平方损耗, 因此实际获得的 L2P(Y)信号载噪比很低, 对 L2P(Y)信号跟踪环路的性能提出了更高的要求. 文中提出了一种利用接收机动态辅助 L2P(Y)码跟踪的方法, 给出了环路的设计细节, 并详细地讨论了影响环路性能的各个因素. 通过计算机仿真, 比较了动态辅助环路和未辅助环路的性能. 仿真结果表明, 使用动态辅助的 L2P(Y)信号跟踪环路可以在更低的载噪比下进行有效跟踪.

关键词: GPS; 双频; 半无码; Z跟踪; 平方损耗; 动态辅助

中图分类号: TN850.4 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2012) 10-1938-05

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.10.005

Dynamic-Aided L2P(Y) Tracking in Dual-Frequency GPS Receiver

WANG Xian-yi^{1,2}, SUN Yue-qiang¹, DU Qi-fei¹, BAI Wei-hua¹, WU Di¹, WANG Dong-wei^{1,2}

(1. Center for Space Science and Applied Research, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: L2P(Y) signal tracking in dual-frequency receiver can be implemented by employing semi-codeless method. However, the actual L2P(Y) signal carrier to noise ratio is very low due to squaring-loss. As a result, higher performance requirements are needed for L2P(Y) signal tracking loop. This paper presents a way of using dynamic-aided L2P(Y) tracking. Loop design details are given, and the various factors affecting the performance of the loop are discussed in detail. The performances of the dynamic-aided loop and the none-aided loop are compared through computer simulation. Simulation results show that dynamic-aided method can track L2P(Y) signal in lower carrier to noise ratios effectively.

Key words: GPS; dual frequency; semi-codeless; Z-tracking; squaring loss; dynamic-aided

1 引言

双频 GPS 接收机的应用越来越广泛, 特别是在高精度定位、卫星精密定轨、掩星探测等领域发挥了重要作用. 与单频接收机相比, 双频 GPS 接收机同时对 L1 和 L2 的信号进行跟踪, 从而可以消除电离层影响, 同时有助于减小单频干扰的影响^[1]. GPS 的 L1 频率上调制有 C/A 码和 P(Y)码, L2 频率上调制有 P(Y)码和 L2C 码, 但不是所有卫星都具有 L2C 码. 到 2011 年, 在 L2 载波上调制有 L2C 码的卫星只有 10 多颗, 因此, 对 L2P(Y)码进行跟踪非常必要.

GPS 的 L2 上调制的 P 码是公开的, 但是从 1994 年 1 月开始, GPS 工作卫星全部实施了反诱骗 (Anti-Spoofing, AS) 技术, AS 技术的目的在于防止敌方对 P 码用作精密导航定位的电子干扰. 在 AS 技术作用下, P 码经过加密技术处理而变成了 Y 码, 它是由公开的 P 码和加

密的 W 码模二和而形成的^[2]. 非特许用户不能用 P 码作实时导航定位测量. 特许用户拥有破译 Y 码的密钥, 可以剔除 W 码, 恢复 P 码, 进而利用 P 码作精确的导航定位测量.

对未加密的 P 码处理可以通过直接捕获等方法^[3]. 然而, 在不能获取 Y 码的情况下, 必须使用无码或半无码技术对 P(Y)码进行跟踪. 无码和半无码技术都会引起平方损耗, 但半无码技术的平方损耗比无码技术要小得多. 因此, 虽然实现起来比较复杂, 但主流的双频接收机都会使用半无码技术进行 P(Y)码的跟踪. 在有平方损耗的情况下, L2P(Y)的载噪比往往非常低, 使用普通的跟踪环路很难进行连续稳定的跟踪, 往往需要使用特殊的跟踪环路^[4,5], 或者使用辅助方法进行跟踪^[6]. 本文提出了一种利用接收机动态辅助 L2P(Y)码跟踪的方法, 并对新方法的性能进行了理论分析.

2 半无码 L2P(Y)跟踪

半无码跟踪方法通过剥离 P 码的方法,使信号上仅剩下 W 码,信号带宽降低到约 1MHz,从而带来信噪比增益.Z 跟踪方法是现有的半无码方法中较为常用的方法^[7].通过高增益天线,可以得知 W 码和 P 码在时间上具有固定的关系^[8].Z 跟踪利用了 W 码和 P 码的关系,从 L1 上去除 P 码,降低带宽,然后获得 W 码信息,来消除 L2 上的 W 码.图 1 为 Z 跟踪方法的基本框图.L1 和 L2 的输入信号首先都与本地 P 码相关以剥离 P 码,剥离了 P 码后的 L1 和 L2 信号都只调制有 W 码,其带宽为 1MHz.在 L1 的 C/A 码支路成功跟踪后,剥离了 P 码的 L1 信号与本地生成的相移 90°的 C/A 码载波相乘,以剥离载波,这样 L1 支路只剩下 W 码,再对其进行低通滤波和 W 速率的积分,从而获取 W 码的符号.L2 支路的信号处理也类似,只是在 W 速率积分后,会利用 L1 获得的 W 码的符号与 L2 积分结果相乘,然后使用 PLL 进行跟踪,这样 L2 上的 W 码将被移除.

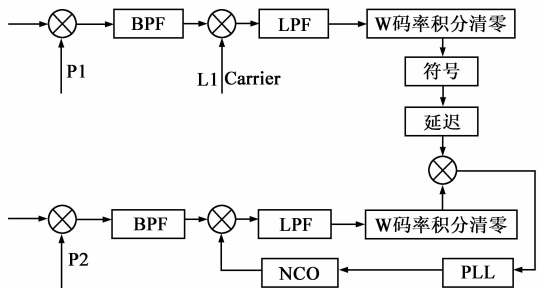


图1 Z跟踪方法

由 Z 跟踪的框图可以看出,Z 跟踪的性能显然取决于从 L1 获取的 W 码的符号误码率.假设从 L1 获取的 W 码没有误码,则 L2 支路相当于完全剥离了 P 码和 W 码,即没有平方损耗.实际上 W 码的误码率与 L1 的载噪比有关,具体关系为^[9]

$$P_e = 0.5 * \operatorname{erfc}(\sqrt{C/N_0 R_b}) \quad (1)$$

其中 P_e 为误码率; C/N_0 为 L1 信号的载噪比; R_b 为码速率,对于 W 码约为 500KHz.

从图 1 中可以看出,L2 支路信号首先与本地 P 码相乘,然后再与从 L1 中解出的 W 码符号相乘.假设理想状况下本地 P 码与 L2 信号中的 P 码相位完全相同且 W 码无误码时积分结果为 I,实际中 W 码的误码率会造成 L2 支路的积分结果降低至 $(1 - 2P_e)I$.实际积分结果与理想积分结果的比值 $1 - 2P_e$ 即平方损耗.以分贝为单位,可以得到

$$L = 20\log(1 - 2P_e) \quad (2)$$

Z 跟踪的平方损耗随着 L1 载噪比变化的曲线见图 2.从图中可以看出,L1 载噪比越低,平方损耗越大;L1

载噪比越高,平方损耗越小.L1 载噪比若达到 55dBHz 以上,载噪比损失将小于 3dB 并保持平稳.而当 L1 载噪比为 45dBHz 时,平方损耗为 12dB 左右,实际接收到的 L2 载噪比不超过 30dBHz.当 L1 载噪比为 42dBHz 时,平方损耗约为 15dB,实际接收到的 L2 载噪比在 24dBHz 附近.注意图中的横坐标为 L1 的载噪比,若想对应 L2 的载噪比,则应该减去 3dB.

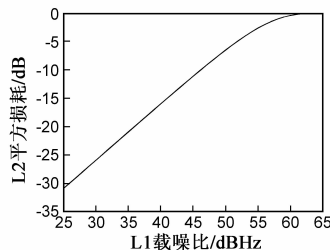


图2 Z跟踪平方损耗随L1载噪比变化曲线

3 环路跟踪误差

PLL 的误差由相位颤动和动态应力误差组成,而相位颤动又由热噪声、振动引起的颤动和阿伦(Allan)偏差引起的颤动组成.PLL 的总相位误差为^[10]

$$\sigma_{PLL} = \sqrt{\sigma_{PLL}^2 + \sigma_v^2 + \theta_A^2} + \frac{\theta_e}{3} \leq 15^\circ \quad (3)$$

其中 σ_{PLL}^2 为热噪声引起的误差; σ_v^2 为由振动引起的振荡器颤动; θ_A^2 为由阿伦偏差引起的振荡器颤动; θ_e 为动态应力引起的误差; 15° 为环路正常工作的经验门限^[10].

采用反正切鉴相器的 PLL 的热噪声颤动计算公式如下,单位为度.其中 B_n 为 PLL 的等效噪声带宽; C/N_0 为载噪比; T 为预检测积分时间.从式中可以看出,减小等效噪声带宽 B_n 或者增加载噪比 C/N_0 ,可以降低 PLL 的热噪声.热噪声颤动与环路的阶数无直接关系,但有间接关系.不同阶数的环路对相同阶数的动态是敏感的,环路带宽必须足够宽以适应高阶动态.一般当环路阶数提高时,动态应力性能会有所改善.因此,增加环路阶数和减小带宽时,对于相同的 C/N_0 可以减小热噪声颤动,同时改善动态性能.

$$\sigma_{PLL} = \frac{360}{2\pi} \sqrt{\frac{B_n}{C/N_0} \left(1 + \frac{1}{2TC/N_0}\right)} \quad (4)$$

由振动引起的振荡器颤动如下.其中 f_L 为输入频率; f_m 为随机振动的调制频率; S_v 为振荡器振动灵敏度; $P(f_m)$ 表示作为 f_m 函数的随机振动的功率谱,单位为 g^2/Hz ;g 为重力加速度约为 $9.8m/s^2$.

$$\sigma_v = \frac{360f_L S_v}{2\pi} \sqrt{\int_{f_{min}}^{f_{max}} \frac{P(f_m)}{f_m^2} df_m} \quad (5)$$

三阶环中由阿伦偏差引起的振荡器颤动如下.其中 $\Delta\theta$ 为由于振荡器造成的鉴别器中的均方根颤动; ω_L 为 L 波段的输入角频率; τ 为阿伦偏差测量值的短期稳

定度门限时间.

$$\begin{cases} \sigma_{A3}(\tau) = 2.25 \frac{\Delta\theta}{\omega_L \tau} = 2.25 \frac{\Delta\theta}{2\pi f_L \tau} \\ \theta_{A3} = 160 \frac{\sigma_{A3}(\tau) f_L}{B_n} \end{cases} \quad (6)$$

动态应力误差与环路的阶数有关,三阶环中由动态应力引起的误差如下.其中 dR^3/dt^3 为最大视线方向加加速度; λ_L 为载波波长.

$$\theta_{e3} = \frac{dR^3/dt^3}{\omega_0^3} = 0.4828 \frac{dR^3/dt^3}{B_n^3} = \frac{173.808 j \max}{\lambda_L B_n^3} \quad (7)$$

对跟踪 L2P 信号的 PLL 总相位颤动进行仿真,可以得到图 3. 仿真中选择载波频率 1227.6MHz; 相关积分时间为 20ms; 振荡器振动灵敏度 S_v 设为 $1e-9$; 随机振动的功率谱 $P(f_m)$ 设为 $0.005g^2/Hz$ (200 ~ 2000Hz); $\sigma_{A3}(\tau)$ 设为 $1e-11$. 图中共有三组仿真结果, 分别对应的等效噪声带宽 B_n 和动态为 8Hz \ 10g/s, 10Hz \ 1g/s, 2Hz \ 0.01g/s.

从图中可以看出, 总的相位误差随载噪比增加而降低; 在相同的载噪比下, 采用较小的等效噪声带宽会使总相位颤动降低.

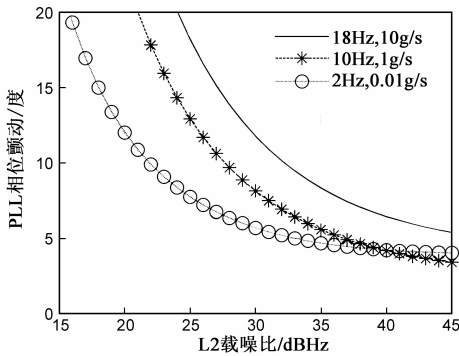


图3 不同载噪比下PLL的总相位误差

4 动态辅助 L2P(Y)跟踪环路

在实际应用中, 由于半无码方法的平方损耗, L2 实际载噪比一般比较低. 当 L1 载噪比在 40dBHz 以下时, L2 载噪比低于 20dBHz. 为了更好的对 L2 信号进行跟踪, 需要提高环路的性能. 考虑到使用半无码方法进行 L2 跟踪时, 必须先对 L1 信号进行跟踪, 因此可以利用 L1 的定位结果对 L2 信号进行辅助跟踪. 即通过利用 L1 定位得到的位置、速度和接收机钟速误差信息, 估算出所接收到信号的多普勒频率, 从而辅助 L2 的跟踪.

接收机的位置和卫星位置在三轴上的差值分别为

$$\begin{cases} dX = X^s - X^r \\ dY = Y^s - Y^r \\ dZ = Z^s - Z^r \end{cases} \quad (8)$$

其中 X^s, Y^s, Z^s 分别为某颗卫星的位置, 可以通过接收

机时间和卫星星历计算得到; X^r, Y^r, Z^r 分别为接收机的位置, 一般可以通过 L1 测量值解算得到, 常用的方法为最小二乘法^[11]与卡尔曼滤波法^[12].

则某时刻接收机和卫星间相对速度可以计算为

$$V = \frac{((V_x^r - V_x^s)dX + (V_y^r - V_y^s)dY + (V_z^r - V_z^s)dZ)}{\sqrt{dX^2 + dY^2 + dZ^2}} \quad (9)$$

其中 V_x^s, V_y^s, V_z^s 为卫星此刻的速度, 可由接收机时间和卫星星历计算得到; V_x^r, V_y^r, V_z^r 分别为接收机此刻速度, 可由 L1 测量值解算得到, 利用 GPS 多普勒观测值确定的载体速度精度可达 mm/s 量级^[13].

因此可以得到估算出的卫星多普勒频率

$$f_D = V/\lambda_{L2} \quad (10)$$

其中 λ_{L2} 为 L2 载波波长.

但是在实际应用中, 接收机和卫星钟速误差也会给多普勒频率的估算带来误差. 特别是由于普通接收机采用的晶振并非高稳晶振, 接收机钟速误差带来的多普勒频率偏移可能达到几百 Hz. 对接收机和卫星钟速误差进行补偿后的卫星多普勒频率为

$$f = V/\lambda_{L2} - \delta t' f_{L2} + \delta t^s f_{L2} \quad (11)$$

其中 δt^s 为卫星钟速误差, 在卫星电文中可以得到; δt^r 为接收机钟速误差, 可以由 L1 定位解算得到.

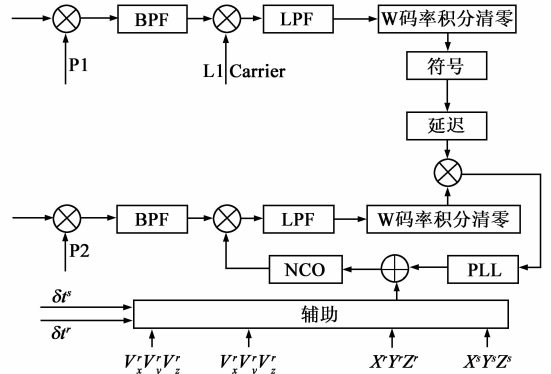


图4 动态辅助L2P(Y)跟踪方法

使用动态信息辅助 L2 的跟踪方法见图 4. L1 在正常跟踪定位后, 会利用定位解算结果估计出 L2 载波的多普勒, 并将多普勒估计作为 L2 环路的辅助. 使用动态辅助 L2 跟踪环路后, L2 环路的动态应力误差被消除了, 对总的 L2 相位颤动有很大改善. 辅助后的总相位颤动为

$$\sigma_{PLL} = \sqrt{\sigma_{PLL}^2 + \sigma_v^2 + \theta_A^2} \quad (12)$$

在未使用动态辅助 L2 环路的的情况下, L2 环路的相位误差随环路带宽的变化曲线见图 5, 其中仿真使用的积分时间为 20ms, 系统动态为 0.25g/s. 在大多数情况下, 会以 15°作为跟踪环路正常工作的默认门限. 从图中可以看出, 不同的载噪比下, 会有对应的某个环路带

宽对应最小的环路相位颤动. 对于较大的载噪比, 其最小相位颤动会比较小. 而 25dBHz 条件下, 在 15° 门限下的部分已经很少, 而在 15dBHz 条件下, 无法达到 15° 的跟踪门限, 意味着在此载噪比下, 无论使用何种环路带宽, 已经无法对信号进行正常跟踪. 另一方面, 合适的环路带宽选择, 可以使环路的相位颤动变小.

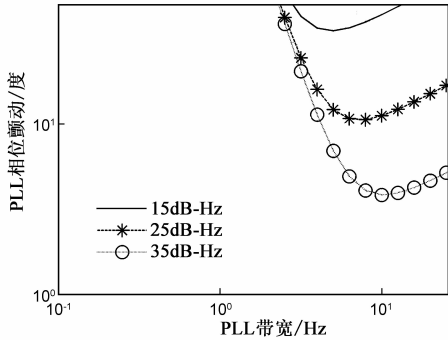


图5 未辅助环路的总相位颤动

对使用了动态辅助 L2 跟踪环路的相位颤动进行仿真计算. L2 环路相位误差随环路带宽变化曲线见图 6. 从图中可以看出, 环路的相位颤动变小了, 从而改善了环路性能. 同样以 15° 作为跟踪的门限, 在 25dBHz 的载噪比条件下, 若选择合适的环路带宽, 则可以满足门限要求, 即完成正常跟踪. 另一方面, 从图中可以看出, 不同载噪比下相位颤动最低点所对应的环路带宽都比未使用 L1 辅助时有所减小, 即环路最优带宽较窄. 对于 15dBHz 载噪比的信号, 环路最优带宽大约为 0.3Hz 左右, 而对应的相位颤动为 10° 左右.

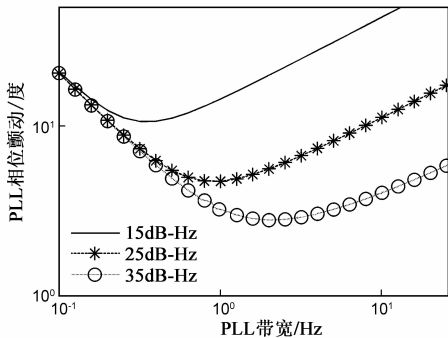


图6 动态辅助环路的总相位颤动

另一方面, 使用了动态辅助后, L2 环路的相位颤动与接收机动态条件无关. 说明此方法可以适应高动态下的 L2P(Y)码跟踪. 在动态条件下, 只要 L1 能够正常跟踪和定位解算, 辅助后的 L2 跟踪环路就可以忽略动态条件带来的影响. 而实际情况下, 由于 L1 载噪比较高, 对 L1 信号进行跟踪和使用 L1 信号进行定位并不困难.

5 结束语

本文基于使用半无码技术跟踪 L2P(Y)码的方法, 研究了半无码方法带来的平方损耗, 分析了引起环路相位颤动的主要因素. 在此基础上, 提出了一种利用定位解算获得接收机动态并以此辅助 L2P(Y)码跟踪的方法. 与未辅助方法相比, 此方法可以使 L2P(Y)码跟踪环路忽视接收机动态带来的影响. 以环路相位颤动门限作为正常跟踪的标准, 通过仿真比较了未辅助环路和动态辅助环路的性能. 从仿真结果中可以发现, 使用动态辅助的环路可以跟踪的载噪比大幅度降低; 同时, 动态辅助环路比未辅助环路使用更窄的环路带宽.

参考文献

- [1] 刘禹圻, 胡修林, 冉一航, 等. 卫星导航信号抗单频干扰性能研究[J]. 电子学报, 2011, 39(6): 1400 - 1406.
Liu Yuqi, Hu Xiulin, Ran Yihang, et al. Study on evaluating the impact of CWI on DLL tracking performance for GNSS signals [J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(6): 1400 - 1406. (in Chinese)
- [2] GPS Joint Program Office. ICD-GPS-200D [S]. CA, USA: Navstar GPS Space Segment, 2004. 5 - 6.
- [3] 田明浩, 冯永新, 潘成胜. 一种基于 P 码的频域直接捕获算法的研究[J]. 电子学报, 2007, 35(3): 549 - 552.
Tian Minghao, Feng Yongxin, Pan Chengsheng. Research of a method of direct acquisition based on P code in frequency domain [J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(3): 549 - 552. (in Chinese)
- [4] 梁坤, 王剑, 施泮立. 高灵敏度 GPS 接收机中的互相关减轻算法研究[J]. 电子学报, 2008, 36(6): 1098 - 1102.
Liang Kun, Wang Jian, Shi Huli. Study on GPS cross correlation mitigation techniques in high sensitivity GPS receivers [J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 36(6): 1098 - 1102. (in Chinese)
- [5] 向洋, 胡修林. 基于最大似然估计的高动态 GPS 载波跟踪环[J]. 电子学报, 2010, 38(7): 1563 - 1567.
Xiang Yang, Hu Xiulin. Maximum likelihood estimation based high dynamic GPS carrier tracking loop [J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(7): 1563 - 1567. (in Chinese)
- [6] T Y Chiou, Santiago A, Sarah A, et al. Performance analysis and experimental validation of a Doppler-aided GPS/INS receiver for JPALS applications [A]. Proceedings of ION GNSS 17th International Technical Meeting of the Satellite Division [C]. Long Beach CA, 2004. 1609 - 1618.
- [7] K T Woo. Optimum semi-codeless carrier phase tracking of L2 [A]. Proceedings of 12th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation [C]. Nashville, Tennessee, 1999. 82 - 99.

- [8] Psiaki M L, Powell S P, Hee Jung. Design and practical implementation of multi-frequency RF front ends using direct RF sampling [A]. Proceedings of the 16th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation [C]. Portland, OR, 2003. 90 – 102.
- [9] Proakis J G. Digital Communication, 5th Edition [M]. McGraw-Hill Science, 2008. 242 – 243.
- [10] Kaplan E D, Hegarty C J. Understanding GPS; Principles and Applications, Second Edition [M]. Norwood, MA: Artech House, 2006. 230 – 233.
- [11] 王惠南. GPS 导航原理与应用 [M]. 北京: 科学出版社, 2003. 109 – 112.
- [12] 杜晓辉, 任章. 基于卡尔曼滤波的 GPS 静态定位精度分析 [J]. 全球定位系统, 2008, 5: 47 – 51.
Du Xiaohui, Ren Zhang. Precision analyze based Kalman filter for GPS static point positioning [J]. GNSS World of China, 2008, 5: 47 – 51. (in Chinese)
- [13] 肖云, 孙中苗, 程广义. 利用 GPS 多普勒观测值精确确定运动载体的速度 [J]. 武汉测绘科技大学学报, 2000, 25 (2): 113 – 118.
Xiao Yun, Sun Zhongmiao, Cheng Guangyi. Precise determi-

nation of velocity for airborne gravimetry using the GPS Doppler observations [J]. Journal of Wuhan Technical University of Surveying and Mapping, 2000, 25 (2): 113 – 118. (in Chinese)

作者简介



王先毅 男, 1982 年 11 月生于安徽芜湖. 中国科学院空间科学与应用研究中心博士研究生, 从事 GNSS 掩星大气探测及掩星接收机设计方面相关研究.

E-mail: wxyeis@ustc.edu



孙越强 女, 1963 年 5 月生, 北京人. 中国科学院空间科学与应用研究中心研究员、博士生导师. 主要从事空间环境探测及 GNSS 在空间探测中的应用研究.

E-mail: syq@nssc.ac.cn