



GPS L5 信号双分量联合跟踪

许东阳, 寇艳红*

北京航空航天大学电子信息工程学院, 北京 100191

* 联系人, E-mail: buaakyh@126.com

收稿日期: 2011-03-14; 接受日期: 2011-04-11

国家高技术研究发展计划资助项目(编号: 2007AA12Z302)

摘要 GPS Block-IIIF 卫星发射的 L5 信号为许多新的 GPS 应用敞开了大门. 本文探讨不同的 L5 信号跟踪策略, 包括单导频跟踪、单数据跟踪和双分量联合跟踪; 着重研究联合跟踪方式下 3 种不同组合方法的跟踪门限和跟踪精度, 并基于所仿真的数字中频信号的跟踪结果进行了测试和评估. 结果表明, 对于载波跟踪, 相关器输出组合方式跟踪精度最高, 但是其跟踪门限介于单数据分量跟踪和单导频分量跟踪之间; 对于码跟踪, 滤波器输出组合方式只有在低信噪比时其跟踪精度才会略优于相关器输出组合方式, 但是其接收机实现上需要用到双倍的码鉴别器和滤波器, 复杂度稍高. 文中对于所采集的 SVN62 信号的处理结果同样证明了这些结论.

关键词 GPS L5 信号, 跟踪, 软件接收机, 信号模拟器, 导频分量

PACS: 91.10.Fc, 84.40.Ua, 07.50.Qx

1 引言

为了满足用户对 GPS 定位导航授时性能的更高要求, 美国于 1998 年宣布对 GPS 进行现代化, 而在 L5 频点(1176.42 MHz)上发送民用信号属于 GPS 现代化的重要一步.

GPS L5 信号是专为支持与生命安全(Safety-of-life)相关的应用服务而设置的, 其信号设计完成于 2000 年, 采用了数据和导频双通道结构、较高的 PRN 码速率、长的 PRN 码周期、带纠错编码的电文, 以及附加的 Neuman-Hoffman 码等. L5 信号和另一个新民用信号 L2C 提供了与 L1 C/A 信号相比更好的信号互相关性, 提供了多频电离层延迟修正能力, 并为载波相位整周模糊度解算提供了便利. L5 信号由于其

较高的码速率还能提供改善的多径性能和抗窄带干扰性能^[1,2].

本文主要研究探讨 L5 信号的 3 种跟踪方式, 即单导频分量跟踪, 单数据分量跟踪和双分量联合跟踪, 通过对模拟器仿真的 L5 信号以及新采集的 SVN62 卫星信号的处理结果比较了 3 种跟踪方式的跟踪性能. 另外, 本文讨论了双分量联合跟踪下的各种组合实现方式, 并比较了其跟踪性能.

2 L5 信号结构

根据文献[2], L5 信号由两个幅度相等而载波相位正交的分量组成, 一个分量调制有卫星的导航电文数据, 一个未调制数据, 分别称之为数据通道和无

引用格式: 许东阳, 寇艳红. GPS L5 信号双分量联合跟踪. 中国科学: 物理学 力学 天文学, 2011, 41: 653-662

Xu D Y, Kou Y H. Dual-component Combined Tracking of GPS L5 Signals (in Chinese). Sci Sin Phys Mech Astron, 2011, 41: 653-662, doi: 10.1360/132011-333

数据通道(或者导频通道). 对于第 i 号卫星来说, 其发射的 L5 信号可记为

$$s_i(t) = \sqrt{2P} [d_i(t)c_{X_{L,i}}NH_{10}(t)\cos(2\pi f_{L5}t + \phi) + c_{X_{Q,i}}NH_{20}(t)\sin(2\pi f_{L5}t + \phi)], \quad (1)$$

式中 P 是接收信号总功率, 文献[2]中规定 Block IIF 卫星广播的 L5 信号最低接收功率电平为 -154.9 dBW, $d(t)$ 是由 50 bps 导航电文数据经过 FEC 编码生成的 100 波特的数据符号, $C_{X_{L,i}}$ 和 $C_{X_{Q,i}}$ 分别是数据通道的 PRN 码和导频通道的 PRN 码, $NH_{10}(000011010)$, $NH_{20}(00000100110101001110)$ 分别是周期为 10 ms 的数据通道 NH 码和 20 ms 的导频通道的 NH 码, NH_{10} 码起点与 FEC 编码后的每一个 10 ms 数据符号起点对准, NH_{20} 码与 20 ms 数据比特同步, f_{L5} 是 L5 的载波频率, ϕ 是载波相位延迟. 图 1 为 L5 信号发生器的框图^[3].

图 2 和 3 分别仿真了 L5 信号导频及数据支路的

PRN 码自相关函数和叠加码相关函数.

据文献[4], NH 码扩展了 L5 主码码周期, 并改善了 PRN 主码的自相关和互相关特性. 但是, 由图 2 和 3 的仿真结果可见, 尽管 NH 码二级调制给叠加码带来了自相关旁瓣的整体降低, 但在个别码相位延迟处自相关旁瓣可以达到 -14 dB(主峰的 0.2 倍), 这无疑会对 L5 信号的捕获性能造成一定的影响.

3 L5 信号跟踪方式研究

3.1 单分量跟踪

正如前面所介绍的, L5 信号由两个相互正交的导频分量和数据分量组成, 每颗卫星的两个信号分量各自使用不同的主码和 NH 码. 由于导频分量上无数据符号位的跳变, 因此可利用纯锁相环(PLL)对导频分量上的载波相位进行跟踪, 同时利用 DLL 对导频分量上的码相位进行跟踪, 并为数据分量上的导

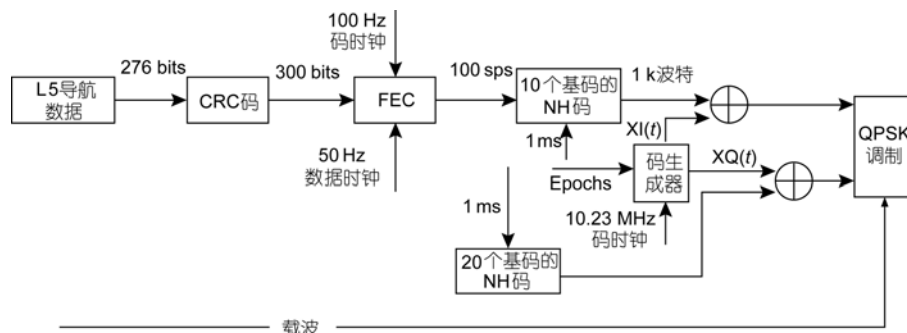


图 1 L5 信号发生器框图

Figure 1 Block diagram of a L5 signal generator.

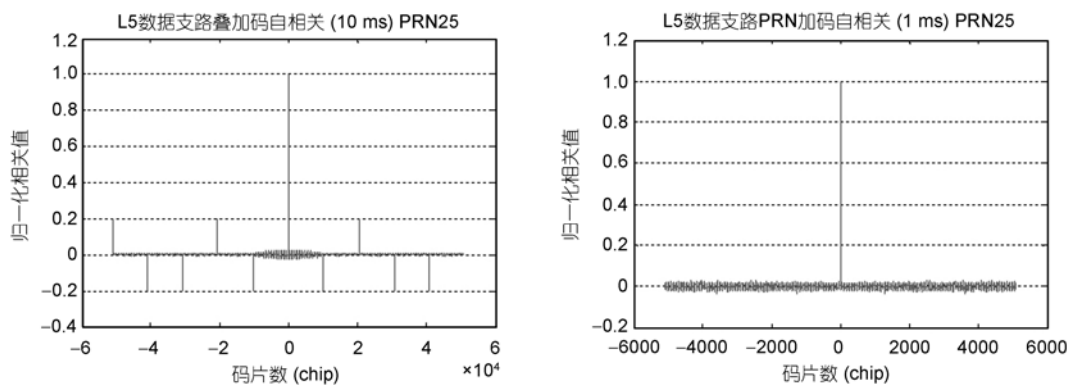


图 2 L5 数据支路 PRN 码和叠加码自相关函数

Figure 2 L5 data channel PRN and tiered code autocorrelation.

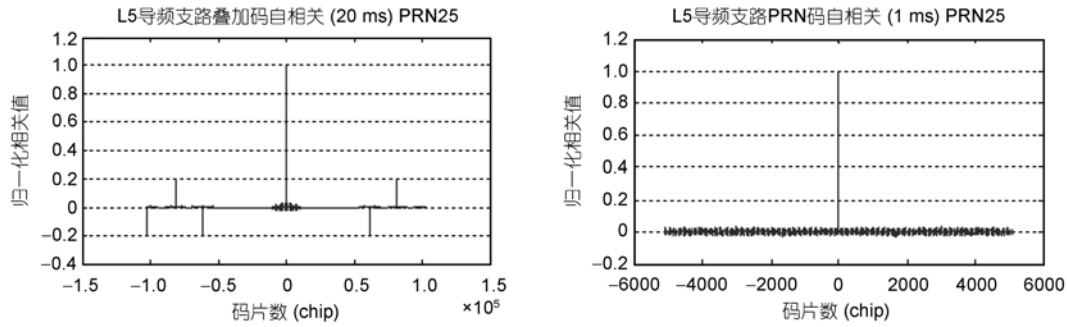


图 3 L5 导频支路 PRN 码和叠加码自相关函数

Figure 3 L5 pilot channel PRN and tiered code autocorrelation.

航电文解调提供同步辅助. 图 4 示出了单导频分量跟踪的结构框图.

从图中可以看出, L5 信号单导频跟踪方式大体与传统的 L1 C/A 码信号跟踪环结构一致, 不同之处在于增加了 NH20 二级码的剥离步骤; 另外, 在以 1 ms 为单位对于 NH20 二级码进行剥离以后, 即可以进行较长时间的相干积分(相干积分时间长度只受视线加速度及接收机振荡器稳定性的限制^[5])以改善跟踪性能.

数据分量也可以用于 L5 信号的跟踪, 单数据分量跟踪与图 4 中的单导频跟踪结构基本相同, 只需将二级码剥离中使用的二级码换为 NH10 码, 但由于数据分量上调制有符号率为 100 sps 的导航电文, 因而将不能进行时间超过 10 ms 的相干积分累加. 另外, 载波环鉴相器应采用 Costas 环鉴相器的形式而非纯 PLL 鉴相器的形式.

如果忽略扩频码之间的互相关, 在带宽较宽的情况下, 数字接收机相关器输出的导频分量即时相

关值可以表示为^[5]

$$\begin{aligned} IP_{\text{Pilot}} &= \sqrt{C/N_0 T} \frac{\sin(\pi \delta_f T)}{\pi \delta_f T} R(\delta_{\tau, p}) \cos(\delta_{\phi, p}) + n_{IP, \text{Pilot}}, \\ QP_{\text{Pilot}} &= \sqrt{C/N_0 T} \frac{\sin(\pi \delta_f T)}{\pi \delta_f T} R(\delta_{\tau, p}) \sin(\delta_{\phi, p}) + n_{QP, \text{Pilot}}. \end{aligned} \quad (2)$$

数据分量即时相关值可以表示为

$$\begin{aligned} IP_{\text{Data}} &= \sqrt{C/N_0 T d} \frac{\sin(\pi \delta_f T)}{\pi \delta_f T} R(\delta_{\tau, d}) \cos(\delta_{\phi, d}) + n_{IP, \text{Data}}, \\ QP_{\text{Data}} &= \sqrt{C/N_0 T d} \frac{\sin(\pi \delta_f T)}{\pi \delta_f T} R(\delta_{\tau, d}) \sin(\delta_{\phi, d}) + n_{QP, \text{Data}}, \end{aligned} \quad (3)$$

式中 C/N_0 为载噪比(dB-Hz), d 为该积分时刻的导航电文比特(+1 或 -1), T 为相干积分时间(s), $R(\tau)$ 为扩频码的自相关函数, $\delta_{\tau, d}$ 和 $\delta_{\tau, p}$ 分别为数据和导频支路的本地码相位与输入的真实信号码相位的误差(单位为码片, 一个码片时长为 97.8 ns), δ_f 为本地载

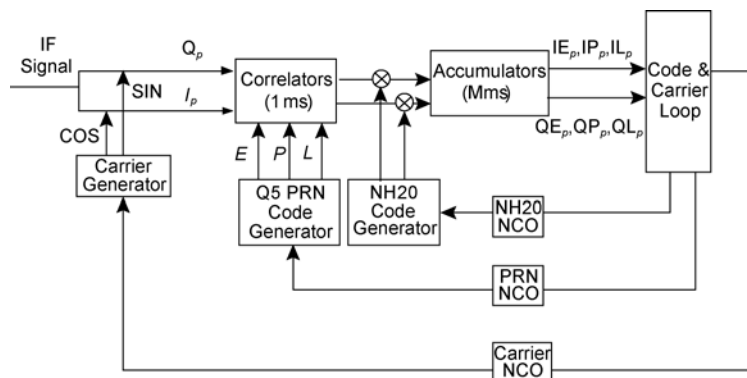


图 4 单导频分量跟踪结构框图

Figure 4 Block diagram of pilot-only tracking.

波与输入的真实信号载波间的频率误差(Hz), $\delta_{\varphi,D}$ 和 $\delta_{\varphi,P}$ 分别为载波跟踪相位误差(rad).

3.2 双分量联合跟踪

虽然以前的研究表明, L5 信号单导频跟踪可以获得较好的跟踪性能, 但是单导频跟踪只利用了 L5 总信号功率的一半(信号能量损失了 3 dB), 而对双分量进行组合用来跟踪则可以利用整个信号能量, 从而带来跟踪性能的提高. 如文献[6]中所提到的, 在跟踪阶段, 可以在 3 个层次上对 L5 信号双分量进行组合来控制一个环路的 NCO, 即: 鉴别器输出组合, 环路滤波器输出组合, 相关器输出组合. 由文献[4], 在载波环跟踪中利用前两个层次上的双分量组合并不具有优势. 本文对于载波环将采用相关器输出组合, 对于码环则进一步比较分析 3 种组合的效果. 图 5 示出了利用双分量相关器输出组合进行跟踪的结构框图.

由图 5 可以看出, 在乘以经过相位调整的载波后, 对于双分量相关器输出组合跟踪方式, 其相关积分值的模型与(2)和(3)式不同, 应改为

$$\begin{aligned} IP_{\text{Pilot}} &= \sqrt{C/N_0 T} \frac{\sin(\pi \delta_f T)}{\pi \delta_f T} R(\delta_{\tau,P}) \cos(\delta_{\varphi,P}) + n_{IP,\text{Pilot}}, \\ QP_{\text{Pilot}} &= \sqrt{C/N_0 T} \frac{\sin(\pi \delta_f T)}{\pi \delta_f T} R(\delta_{\tau,P}) \sin(\delta_{\varphi,P}) + n_{QP,\text{Pilot}}, \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} IP_{\text{Data}} &= \sqrt{C/N_0 T d} \frac{\sin(\pi \delta_f T)}{\pi \delta_f T} R(\delta_{\tau,D}) \sin(\delta_{\varphi,D}) + n_{IP,\text{Data}}, \\ QP_{\text{Data}} &= -\sqrt{C/N_0 T d} \frac{\sin(\pi \delta_f T)}{\pi \delta_f T} R(\delta_{\tau,D}) \cos(\delta_{\varphi,D}) + n_{QP,\text{Data}}. \end{aligned} \quad (5)$$

在采用双分量联合跟踪的情况下, 由于卫星在发射信号时两个分量使用的扩频码相位是对齐的, 且本地产生的两分量扩频码相位也基本对齐, 则此处两路的码相位误差可认为相等, 且在双分量相关器组合跟踪情况下有 $\delta_{\varphi,D} = \delta_{\varphi,P} + \frac{\pi}{2}$, 因此(4)和(5)式可改为

$$\begin{aligned} IP_{\text{Pilot}} &= \sqrt{C/N_0 T} \frac{\sin(\pi \delta_f T)}{\pi \delta_f T} R(\delta_{\tau}) \cos(\delta_{\varphi,P}) + n_{IP,\text{Pilot}}, \\ QP_{\text{Pilot}} &= \sqrt{C/N_0 T} \frac{\sin(\pi \delta_f T)}{\pi \delta_f T} R(\delta_{\tau}) \sin(\delta_{\varphi,P}) + n_{QP,\text{Pilot}}, \\ IP_{\text{Data}} &= \sqrt{C/N_0 T d} \frac{\sin(\pi \delta_f T)}{\pi \delta_f T} R(\delta_{\tau}) \cos(\delta_{\varphi,P}) + n_{IP,\text{Data}}, \\ QP_{\text{Data}} &= \sqrt{C/N_0 T d} \frac{\sin(\pi \delta_f T)}{\pi \delta_f T} R(\delta_{\tau}) \sin(\delta_{\varphi,P}) + n_{QP,\text{Data}}. \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} IP_{\text{Data}} &= \sqrt{C/N_0 T d} \frac{\sin(\pi \delta_f T)}{\pi \delta_f T} R(\delta_{\tau}) \cos(\delta_{\varphi,P}) + n_{IP,\text{Data}}, \\ QP_{\text{Data}} &= \sqrt{C/N_0 T d} \frac{\sin(\pi \delta_f T)}{\pi \delta_f T} R(\delta_{\tau}) \sin(\delta_{\varphi,P}) + n_{QP,\text{Data}}. \end{aligned} \quad (7)$$

由(6)和(7)式可以看出, 除了各自的噪声部分以外, 导频分量与数据分量的即时相干积分值只相差一个 d , 意味着 IP_{Data} 和 IP_{Pilot} 非同相即反相, 因而有可能

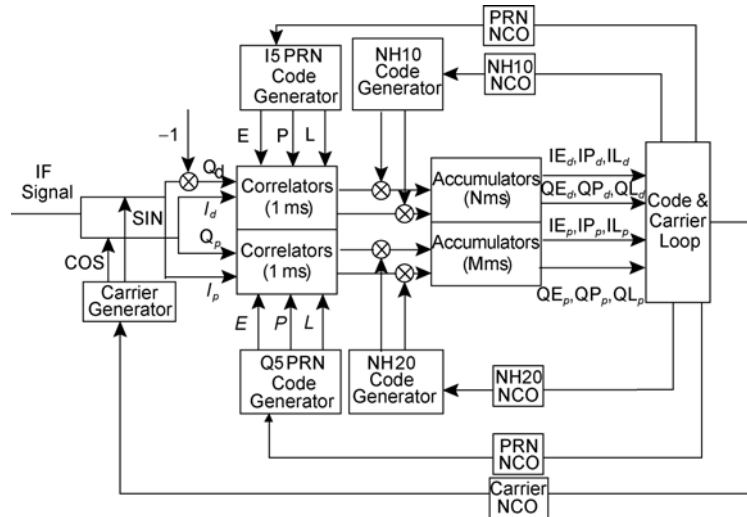


图 5 双分量相关器输出组合跟踪结构框图

Figure 5 Block diagram of dual-component tracking using correlator-output combination.

对它们进行组合, 对于超前和滞后支路的相干积分值亦同理. 图 6 为相干积分值的组合示意图^[7].

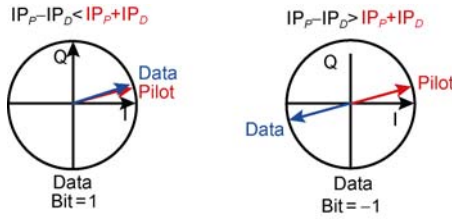


图 6 相干积分值组合示意图

Figure 6 Correlator-output combination.

根据图 6, 先定义以下两个变量:

$$C_- = (IP_{Pilot} - IP_{Data})^2 + (QP_{Pilot} - QP_{Data})^2, \quad (8a)$$

$$C_+ = (IP_{Pilot} + IP_{Data})^2 + (QP_{Pilot} + QP_{Data})^2, \quad (8b)$$

当 C_- 大于 C_+ 时, 符号位为负, 当 C_- 小于 C_+ 时, 符号位为正. 则对双分量相关输出进行组合得到的跟踪环路中各支路积分值为

$$\begin{aligned} IP_{com} &= (IP_{Pilot} + \text{sign}(d)IP_{Data}), \\ QP_{com} &= (QP_{Pilot} + \text{sign}(d)QP_{Data}), \\ IE_{com} &= (IE_{Pilot} + \text{sign}(d)IE_{Data}), \\ QE_{com} &= (QE_{Pilot} + \text{sign}(d)QE_{Data}), \\ IL_{com} &= (IL_{Pilot} + \text{sign}(d)IL_{Data}), \\ QL_{com} &= (QL_{Pilot} + \text{sign}(d)QL_{Data}). \end{aligned} \quad (9)$$

基于以上 6 个积分值, 就可以进行组合方式下的码环跟踪和载波环跟踪.

3.3 载波环跟踪

在本文对于载波跟踪环路的研究中, 为了便于比较三种跟踪方式的载波跟踪门限(也即噪声灵敏度), 对于三种跟踪方式均使用三阶 PLL 环进行载波跟踪. 考虑到单数据跟踪的相干积分时间最长为 10 ms, 因此将单导频跟踪和相关器输出组合跟踪载波环路中的相干积分时间也设定为 10 ms, 载波环噪声带宽设为 10 Hz, 单数据跟踪环路鉴相器采用 atan 鉴别器, 单导频跟踪环路鉴相器采用 atan2 鉴别器, 对于相关器组合跟踪方式, 由于相关器输出组合后的组合相关值不受数据通道上导航数据位跳变的影响, 故环路鉴相器采用 atan2 鉴别器.

PLL 载波相位跟踪的主要误差源为相位颤动和动态应力误差, PLL 跟踪误差的经验门限可以表述如

下^[2]

$$3\sigma_{PLL} = 3\sigma_j + \theta_e \leq 90^\circ (\text{atan2 鉴别器}), \quad (10)$$

$$3\sigma_{PLL} = 3\sigma_j + \theta_e \leq 45^\circ (\text{atan 鉴别器}), \quad (11)$$

式中, σ_j 表示除动态应力误差之外其他所有源造成的 1σ 相位颤动, θ_e 表示 PLL 跟踪环路的动态应力误差.

本文中将要开发的 L5 数字中频信号仿真器的用户动态设置为接收机静止, 因此动态应力误差较小, 这里主要考虑相位颤动, 又由于其他的 PLL 颤动源可能是暂时的, 或者可以忽略, 因此主要考虑热噪声造成的 PLL 载波跟踪误差. PLL 的经验门限可以简化为

$$\sigma_{PLL, thermal} \leq 15^\circ (\text{atan 鉴别器}), \quad (12)$$

$$\sigma_{PLL, thermal} \leq 30^\circ (\text{atan2 鉴别器}). \quad (13)$$

对于 atan PLL(Costas 环)和 atan2 PLL(纯锁相环), 热噪声颤动计算公式分别为^[2]

$$\sigma_{PLL, thermal} = \frac{360}{2\pi} \sqrt{\frac{B_{PLL}}{C/N_0} \left[1 + \frac{1}{2TC/N_0} \right]} [\text{deg}], \quad (14)$$

$$\sigma_{PLL, thermal} = \frac{360}{2\pi} \sqrt{\frac{B_{PLL}}{C/N_0}} [\text{deg}], \quad (15)$$

式中 B_{PLL} 为载波环噪声带宽(Hz); C/N_0 为载噪比(Hz); T 为预检积分时间(s);

根据本文中对于载波环噪声带宽及预检积分时间的设置, 单导频分量跟踪 PLL 跟踪门限理论上应约为 16 dB-Hz, 单数据分量应约为 23 dB-Hz.

图 7 给出了在随时间递减的载噪比条件下分别采用 3 种跟踪策略的载波环输出的多普勒变化曲线.

由图 7 可以看出, 对于这组仿真数据, 单导频方式和单数据方式的跟踪门限分别约为 18 dB-Hz 和 25 dB-Hz, 可以看出实际跟踪门限值略高于理论预期值, 而相关器输出组合方式的 PLL 跟踪门限约为 23 dB-Hz, 介于两者之间. 值得注意的是, 在 C/N_0 较低的情况下, 组合方式中判断导航电文比特符号的步骤将会受到影响, 致使组合方式的跟踪门限介于单导频方式和单数据方式之间^[8].

图 8 为 3 种跟踪方式下的 PLL 输出鉴相误差标准差统计值.

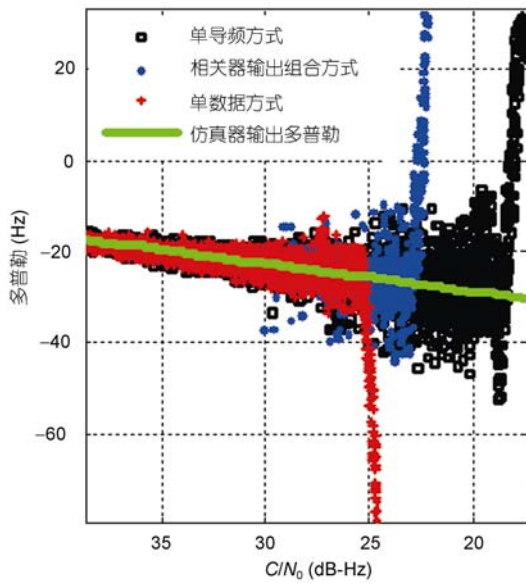


图 7 三种跟踪方式载波环 PLL 的多普勒估计

Figure 7 Doppler estimation of the PLLs using the three tracking strategies.

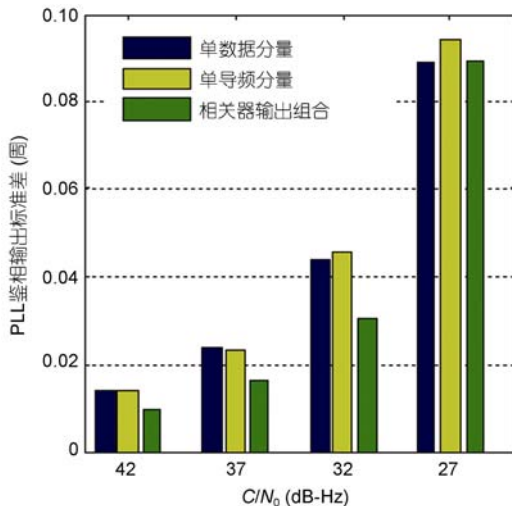


图 8 PLL 鉴相输出标准差

Figure 8 Standard deviation of PLL discriminator output.

由图 8 可以看出, 在载噪比为大于等于 32 dB-Hz 的情况下, 组合跟踪方式的 PLL 鉴相标准差都小于其他两种单分量跟踪方式, 而在载噪比为 27 dB-Hz 的情况下, 单数据跟踪方式的鉴相标准差变得最小, 这是由于单数据跟踪使用的 atan 鉴相器的鉴相范围为 $\pm \frac{\pi}{2}$, 而单导频和组合方式使用的 atan2 鉴相器的鉴相范围为 $\pm \pi$, 因此在较低信噪比的情况下 atan2

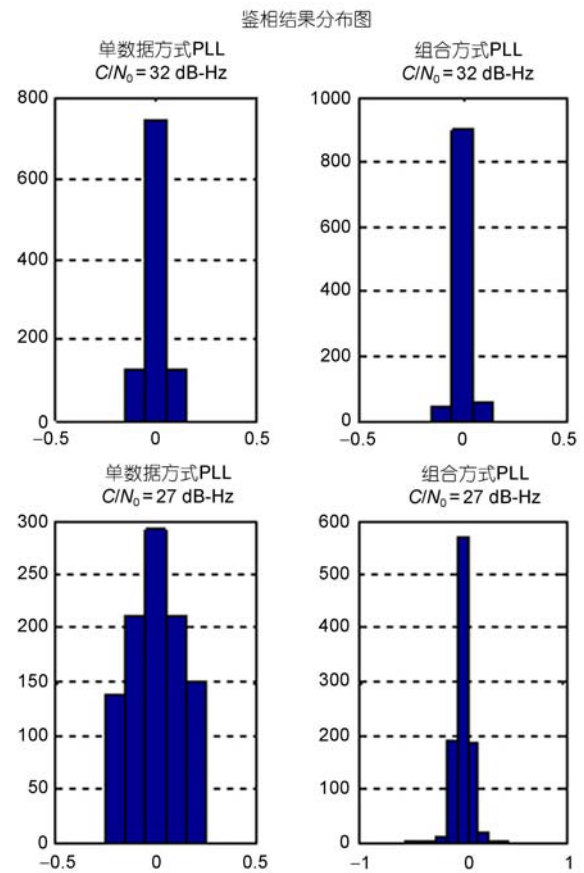


图 9 PLL 鉴相输出结果直方图(周)

Figure 9 Histogram of PLL discriminator output (cycle).

的鉴相范围会输出大于 $\pm \frac{\pi}{2}$ 小于 $\pm \pi$ 的鉴相结果, 而

atan 鉴相器输出的鉴相结果仍在 $\pm \frac{\pi}{2}$ 之间, 图 9 示出

了 C/N_0 为 32 dB-Hz 和 27 dB-Hz 时的单数据支路和组合方式的鉴相器输出结果直方图, 可以看出, 在 C/N_0 为 32 dB-Hz 时, 单数据和组合方式的鉴相结果

都集中在 $\pm 0.25\text{cycle}$ (即 $\pm \frac{\pi}{2}$) 内, 而在 C/N_0 为 27

dB-Hz 时, 单数据方式的鉴相结果仍然集中在 $\pm 0.25\text{cycle}$ 内, 组合方式下则有一定数量的鉴相结果分布到了 $\pm 0.25\text{cycle}$ 到 $\pm 0.5\text{cycle}$ 之间, 因此造成了低信噪比下组合方式鉴相标准差大于单数据方式。

从以上的分析可得知, 对于载波跟踪, 双分量组合有更高的跟踪精度, 但是 PLL 跟踪门限介于单导频分量和单数据分量跟踪之间。与单导频分量相比, 相当于牺牲了一定的噪声灵敏度而得到了更高的跟

踪精度^[8].

3.4 码环跟踪

对于码环跟踪,除了相关器输出组合方式之外,还可以利用前面提到的环路滤波器输出组合、鉴别器输出组合方式.图 10 和 11 分别示出了两种组合方式的码环结构图.

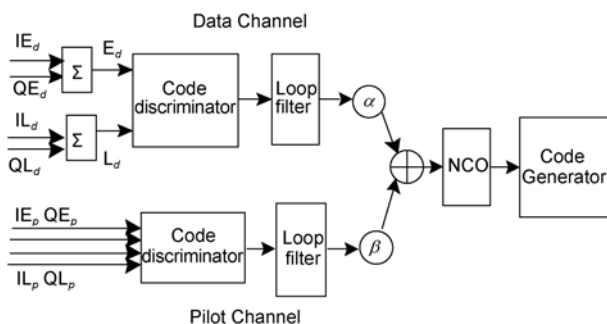


图 10 环路滤波器输出组合结构

Figure 10 Combination of loop filter output.

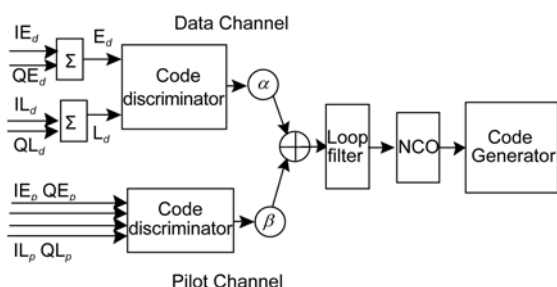


图 11 鉴相器输出组合结构

Figure 11 Combination of discriminator output.

由图 10 和 11 可以看出,导频分量可以进行较长时间的相干积分然后将积分值送入码鉴别器,而数据分量在相干积分(不超过 10 ms)之后可以进行非相干积分使得总积分时间跟导频分量相同,然后将非相干积分值送入码鉴别器.在硬件实现上,滤波器输出组合方式会增加一定的复杂度,因为需要采用两个环路滤波器;而对于软件接收机,鉴别器输出组合方式可以看做是滤波器输出组合方式的一种特殊情况,即导频分量和数据分量的滤波器参数完全相同的情况,因此本文主要研究了滤波器组合方式.滤波器输出组合方式的优势在于可以单独设置两个分量的环路滤波器带宽:对于导频分量,可以将带宽设置得较宽,以吸收大部分动态应力影响;对于数据分

量,可以设置得较窄,从而弥补由非相干积分平方损耗带来的噪声.关于图 11 中两个分量的组合权重系数 α 和 β ,可以根据发射信号的功率分配来选取(L5 信号的情况下,两者均为 0.5),也可以根据两分量上各自的噪声大小来选取,但是这样就需要对初始时信号噪声情况有一定的了解^[9].本文中按照发射信号的功率分配来选取,因为通过仿真器所仿真的数据中,加在两个分量上的噪声功率是基本相同的.

在本文对各码环跟踪策略的研究中,为了便于比较,码环滤波器噪声带宽均设为 1 Hz,积分时间为 20 ms(鉴别器组合方式中的数据分量是先经过 10 ms 相干积分再进行 20 ms 的非相干积分,然后送入码鉴别器),码鉴别器采用超前减滞后幅值鉴别器,由于其具有较宽的线性鉴相区间,超前滞后相关器间距为 1 个码片.

图 12 统计了各跟踪策略下的码跟踪精度.可以看出,随着 C/N_0 的减小,DLL 鉴相标准差会增大,即跟踪精度下降.而 C/N_0 相同的情况下,单数据分量的标准差较之单导频分量更大一些,因为非相干积分会带来一定的平方损耗(C/N_0 较低时更加明显),两种组合方式的鉴相标准差最小,因为组合方式利用了整个信号的能量.值得注意的是,在高于 27 dB-Hz 的情况下,两种组合方式的鉴相误差基本相等;而在 C/N_0 为 27 dB-Hz 时,相关器输出组合方式标准差会高于滤波器输出组合方式,原因在于较低信噪比条件下组合方式中判断导航电文比特符号的步骤将会受到影响,带来了一定误差.

设置导频分量的一个重要作用是为在单导频分量跟踪和双分量联合跟踪中进行更长时间的相干积分时间提供了前提条件,图 13 统计了为在不同相干积分时间下单导频分量跟踪和双分量联合跟踪的跟踪精度.可以看出,相干积分时间越长, DLL 鉴相标准差越小,且相关器输出组合方式好于单导频方式.值得注意的是,在 C/N_0 为 32 dB-Hz 及以上时,相干积分时间 100 ms 的组合方式 DLL 鉴相标准差小于积分时间 200 ms 的单导频方式的标准差;而在 C/N_0 低至 27 dB-Hz 时,前者的标准差超过了后者.由于积分器输出组合方式下,数据分量的相干积分时间不能超过 10 ms,且最长每 10 ms 就要进行一次比特位的判断,因此,低 C/N_0 条件下,由于比特

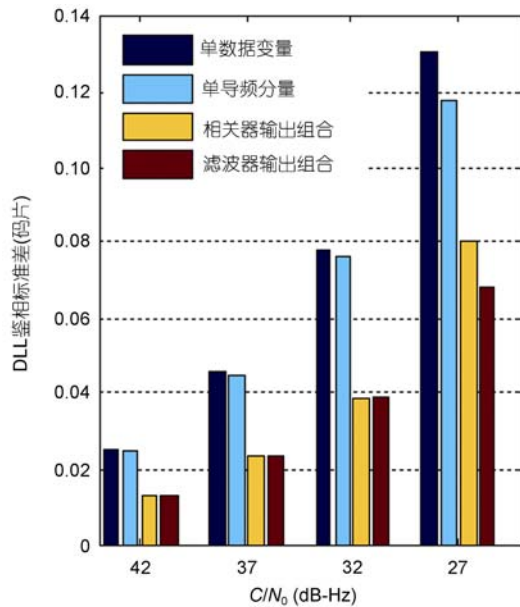


图 12 各跟踪策略下 DLL 鉴相标准差

Figure12 Standard deviation of DLL discriminator output using different tracking strategies.

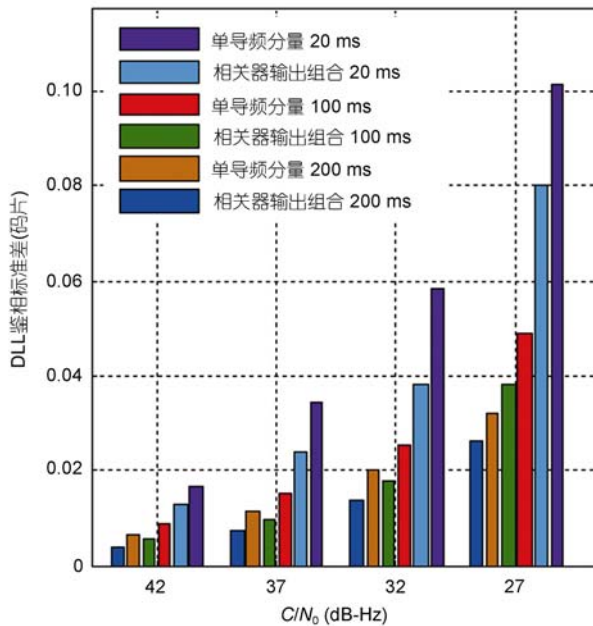


图 13 不同相干积分时间下的 DLL 鉴相标准差

Figure13 Standard deviation of DLL discriminator output with different coherent integration time.

位判断受到噪声影响所带来的误差无疑需要被考虑在内。

4 卫星信号处理结果

美国于 2010 年 5 月 28 日发射了第一颗 GPS Block-IIIF 卫星(PRN25/SVN62), 已开始广播 L5 信号. 以下给出对 2010 年 7 月 10 号上午 9 时于美国迈阿密大学采集的 L5 真实新卫星数据(采样率 56.32 MHz, 中频 13.68 MHz)进行跟踪的结果, 其中相关器输出组合跟踪方式的 DLL 标准差为 0.0054 个码片(0.1593 m), 跟踪精度最高, 单导频方式标准差为 0.0076 个码片(0.2243 m), 单数据方式标准差为 0.0077 个码片(0.2245 m), 从信噪比估计值可以看出组合方式的 C/N_0 高出单分量跟踪方式约 3 dB.

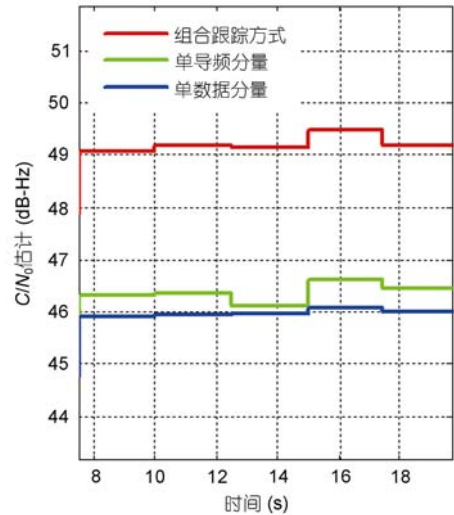


图 14 三种跟踪方式的 C/N_0 估计

Figure 14 C/N_0 estimation using the 3 tracking strategies.

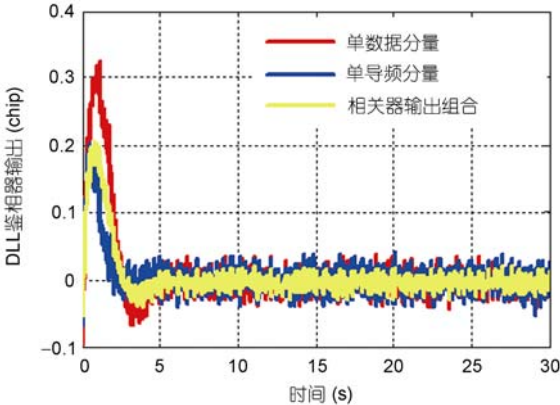


图 15 三种跟踪方式的 DLL 鉴相器输出曲线图

Figure 15 DLL discriminator output using the 3 tracking strategies.

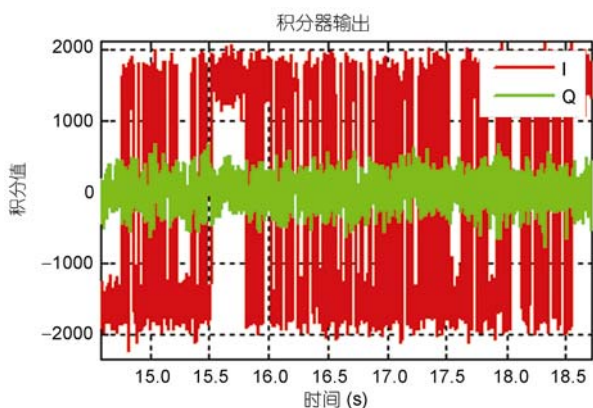


图 16 单数据分量相关器积分值

Figure 16 Correlator output of data-only tracking.

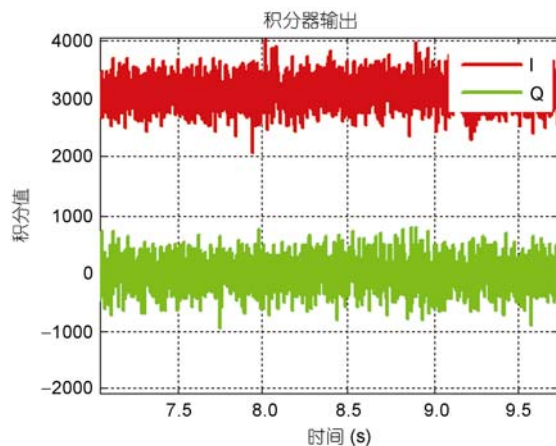


图 18 相关器输出组合跟踪相关器积分值

Figure 18 Correlator output of combined tracking.

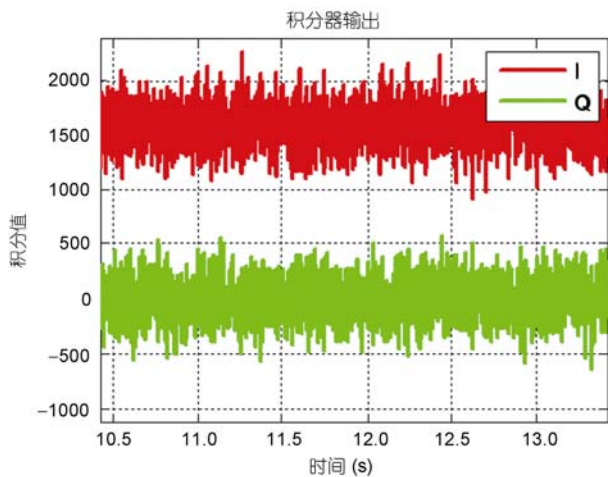


图 17 单导频分量相关器积分值

Figure 17 Correlator output of pilot-only tracking.

5 结论

本文主要研究了针对 L5 信号双分量的不同组合跟踪方式,并在跟踪门限和跟踪精度两个指标上与单分量跟踪方式进行了比较.对于载波跟踪,相关器输出组合跟踪精度最高,但是其跟踪门限介于单数据分量跟踪和单导频分量跟踪之间;对于码跟踪,滤波器输出组合方式和相关器输出组合方式只有在低信噪比时跟踪精度才会有一定差别,滤波器输出组合方式较优,但是硬件实现上,相关器输出组合只需用到一个码鉴别器和滤波器和一个简单的判断机制,而滤波器输出组合方式需要同时用到两个独立的码鉴别器和滤波器,复杂度稍高一些.

致谢 感谢美国迈阿密大学 Jade Morton 教授及弗吉尼亚理工大学彭森林博士为作者提供了由仪器级射频前端所采集的 GPS L5 真实卫星信号.

参考文献

- 1 Van Dierendonck A J, Spilker J J. Proposed civil GPS signal at 1176.45 MHz: In-phase/quadrature codes at 10.23 MHz chip rate. In: Proceedings of ION AM 1999. Cambridge, MA: Institute of Navigation, 1999
- 2 IS-GPS-705. Navstar GPS Space Segment/Navigation User Interfaces. Navstar GPS Joint Program Office, Revision D, 2005
- 3 Ward P W, Betz J W, Hegarty C J. GPS Satellite Signal Characteristics. Kaplan E D, Hegarty C J, eds. Understanding GPS, Principles and Applications. 2nd Ed. Noewood, MA: Artech House Publishers, 2006. 113-151
- 4 Ries L, Macabiau C, Nouvel O, et al. A software receiver for GPS-IIF L5 signal. In: Proceeding of ION GPS 2002, 24-27 September 2002. Portland, OR: Institute of Navigation, 2002
- 5 Hegarty C, Tran M, Van Dierendonck A J. Acquisition algorithms for the GPS L5 signal. In: Proceedings of the 16th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS/GNSS 2003), 9-12 September 2003,

- Portland, OR: Institute of Navigation, 2003
- 6 Yang C, Hegarty C, Tran M. Acquisition of the GPS L5 signal using coherent combining of I5 and Q5. In: Proceedings of ION GNSS 2004. Long Beach, CA: Institute of Navigation, 2004
 - 7 Mongrédien C, Lachapelle G, Cannon M E. Testing GPS L5 acquisition and tracking algorithms using a hardware simulator. In: Proceedings of ION GNSS 2006. Fort Worth, TX: Institute of Navigation, 2006. 2901–2913
 - 8 Mongrédien C. GPS L5 Software Receiver Development for High-Accuracy Applications. Dissertation for the Doctoral Degree. Alberta: University of Alberta, 2008
 - 9 Hegarty C. The MITRE Corporation. Evaluation of the proposed signal structure for the new civil GPS signal at 1176.45 MHz. Working Note WN99W34, 1999

Dual-component Combined Tracking of GPS L5 Signals

XU DongYang & KOU YanHong^{*}

School of Electronic and Information Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China

The transmission of GPS L5 signal in Block –IIF satellites opens the door for many new GPS applications. This paper explores different tracking strategies of L5 signals, including pilot only tracking, data only tracking and dual-component combined tracking. The tracking threshold and accuracy of different combination methods for PLL and DLL of combined tracking are evaluated using the tracking results of simulated digital IF signals. For carrier tracking, the correlator-output-combination achieves the highest accuracy but its tracking threshold is between that of pilot only tracking and data only tracking. For code tracking, the tracking accuracy of the filter-output-combination outperforms the correlator-output-combination a bit only at low C/N_0 s but at the cost of two independent code discriminators and filters. The processing results of collected SVN62 signals are also included to support the analysis.

GPS L5 signal, tracking, software receiver, signal simulator, pilot component

PACS: 91.10.Fc, 84.40.Ua, 07.50.Qx

doi: 10.1360/132011-333