

一种新的 GPS 接收机 C/A 码跟踪环鉴别器算法

朱云龙 柳重堪 张其善 杨东凯
(北京航空航天大学电子信息工程学院 北京 100083)

摘要: 该文分析了 GPS C/A 码相位估计误差与载波频率估计误差对相关函数的影响, 并推导出了相关公式。从线性, 对信号幅度与载波频率估计误差的敏感性和计算量等角度分析了现有的码鉴别器算法的优缺点。基于上面的分析与研究, 提出了一种新的 C/A 码鉴别器算法。通过理论分析与仿真实验, 证明该算法有良好的线性特性, 能有效抑制对信号幅度与载波频率估计误差的敏感性, 且计算量低, 跟踪精度高, 抗多径性能好, 在性能上优于已有的算法。

关键词: 全球定位系统; C/A 码; 相关; 跟踪

中图分类号: TN965

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)11-2742-04

A New Code Discrimination Algorithm for C/A Code Tracking Loop of GPS Receiver

Zhu Yun-long Liu Zhong-kan Zhang Qi-shan Yang Dong-kai
(School of Electronic and Information Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: The impact of residual code phase and carrier frequency estimate error on correlation is analyzed in detail, and the correlation expression is given. The advantage and deficiency of these existed code phase discrimination algorithms are analyzed from the view of the Linearity, the sensitivity for signal amplitude and carrier frequency estimate error, and the computational complexity. Based on the above research, a new C/A code phase discrimination algorithm is proposed. The analysis and simulation results indicate that the new algorithm which has good linearity can restrain the sensitivity for signal amplitude and carrier frequency estimate error and multipath error effectively, and has high tracking precision and low computational complexity. Tracking performance is improved obviously by using the proposed algorithm.

Key words: Global Positioning System (GPS); Coarse and Acces (C/A) code; Correlation; Tracking

1 引言

基带信号处理是 GPS 接收机的重要组成部分, 其核心内容是信号捕获与跟踪策略的制定与实现。信号跟踪作为基带信号处理的重要组成部分, 其性能直接影响到接收机的性能。信号跟踪主要分为码跟踪与载波跟踪, 其目的主要是跟踪码相位与载波频率的变化。根据接收机结构的不同, 码跟踪的方式可分为开环跟踪与闭环跟踪。由于闭环跟踪的可靠性与跟踪精度较高, 因此常规接收机均采用这种方式^[1]。闭环跟踪时, 码跟踪环通常采用延时锁定环(Delay Locked Loop, DLL)。从本质上讲, 利用延时锁定环对信号进行跟踪就是一个反馈控制的过程。不同的 DLL 的区别主要在于码鉴别器的不同, 码鉴别器的好坏决定环路性能。理想的鉴别器应该是线性的, 线性范围尽量大, 牵引范围尽量大, 对信号幅度不敏感, 而且受载波频率估计误差的影响应尽量小, 计算量应尽量小^[2]。这种鉴别器可以达到很好的跟踪精度, 并改善在脉冲型射频干扰下的性能。尤其对于自适应调

节最佳增益的环路而言, 非线性或具有幅度敏感性的鉴别器特性会带来捕捉时间的增加以及环路的不稳定^[3]。

文献[2, 4]中给出了现有的 5 种码鉴别器算法: (1)相干型码鉴别器; (2)点积功率型码鉴别器; (3)超前减滞后功率型码鉴别器; (4)超前减滞后包络型码鉴别器; (5)归一化超前减滞后包络型码鉴别器。在这 5 种算法中, 第 1 种算法是相干型的, 其它 4 种属于非相干型。尽管理论上相干型码鉴别器能够达到最好的跟踪精度, 但是它要求载波相位跟踪处于同步状态且对周跳敏感, 而 GPS 接收机多工作在低载噪比条件下, 且信号上有数据调制, 高质量的相干载波不易得到, 故而很少采用。非相干型码鉴别器对载波相位跟踪没有很强的依赖性, 只要频率估计误差相对于预检带宽足够小即可, 在高动态、低载噪比和有干扰情况下其综合性能较好。5 种算法中只有第 5 种(归一化超前减滞后包络型)去掉了幅度与载波频率估计误差的敏感性, 但其运算比较复杂, 运算量大。第 3 种(超前减滞后功率型)鉴别器的鲁棒性最好, 运算量也不大, 误差性能与第 4 种(超前减滞后包络型)鉴别器相同, 但运算量较第 4 种小, 而且在相关器的相关间距小

的时候,其抗多径性能更好。但第 3 种鉴别器的输出含有幅度敏感项与载波频率估计误差敏感项,而在环路进入锁定之前对信号幅度及载波频率估计误差进行估计以消除其影响是比较困难的,这是第 3 种算法很不利的一点。第 2 种算法没有线性范围内,而且其输出也含有幅度敏感项与载波频率估计误差敏感项,这些因素都制约了其实用性。

由于不论是捕获还是跟踪,都要基于输入信号与本地信号相关的结果^[5],所以本文首先分析了码相位与载波频率估计误差对相关结果的影响,并推导出了相关公式。接着,基于推导的相关公式并针对现有码鉴别器算法的缺点,提出了一种新的码鉴别器算法,对比分析与仿真实验结果表明新提出的算法具有良好的线性,能有效抑制对信号幅度与载波频率估计误差的敏感性,且计算量低,跟踪精度高,抗多径性能好,在性能上优于已有的算法。

2 相关公式的推导

图 1 为延时锁定环(DLL)的结构图^[4]。可以看出,环路是依靠输入信号与本地生成信号相关的结果进行工作的。所以,相关公式对于分析码跟踪环及其性能而言至关重要。但是由于码相位与载波频率估计误差是同时存在的,这使得推导相关公式变得比较复杂。在已有文献中通常是假设码相位和载波频率之一已经对准,分析另一种误差的影响^[6],这必然会导致结果的不准确。因此,下面首先分析码相位与载波频率估计误差对相关值的影响,并推导出相关公式。

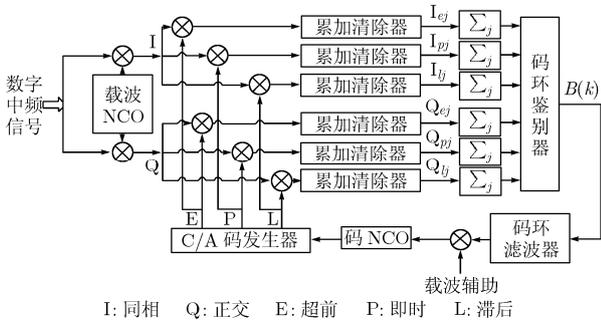


图 1 延时锁定环结构图

设某时刻输入的中频数字信号为^[2]

$$r_i = s_i + n_i = A_i d(iT_s) c(iT_s - \tau_i) \cdot \cos((\omega_0 + \omega_{d_i})iT_s + \theta) + n_i \quad (1)$$

本地同相生成信号为

$$l_i = c(iT_s - \hat{\tau}_i) \cos((\omega_0 + \hat{\omega}_{d_i})iT_s + \hat{\theta}) \quad (2)$$

其中 A_i 是接收信号的幅度, $d(t)$ 是数据码, $c(t)$ 是 C/A 码, τ_i 是该时刻的码相位, $\hat{\tau}_i$ 是其估计值, T_s 是采样时间间隔, ω_0 是中频频率, ω_{d_i} 是该时刻多普勒频率, $\hat{\omega}_{d_i}$ 是其估计值, θ 是载波初始相位, $\hat{\theta}$ 是其估计值, n_i 是噪声项。

通常可认为信号幅度、码相位、多普勒频率与数据码在

一次相关累加过程中是保持不变的,且只考虑码相位估计误差小于一个 C/A 码码片的情况,即 $|\tau - \hat{\tau}| < T_c$, T_c 是 C/A 码码片的宽度。

由于多普勒频率的影响,使得每次积分周期与累加的采样点个数有所不同。第 j 次累加的时间长度为 $T_j = N_j T_s = T / (1 + \omega_{d_j} / \omega_L)$ 。 N_j 为累加的采样点数, T 为选定的标称累加时间长度,可取 $T = 1\text{ms}, \dots, 20\text{ms}$, ω_L 为载波射频频率。设积分累加开始于第 i_{0_j} 个采样点,对应时刻为 $T_{0_j} = i_{0_j} T_s$,则相关结果可表示为

$$I_j = \sum_{i=i_{0_j}}^{i_{0_j}+N_j-1} r_i l_i = \sum_{i=i_{0_j}}^{i_{0_j}+N_j-1} s_i l_i + \sum_{i=i_{0_j}}^{i_{0_j}+N_j-1} n_i l_i = I_{S_j} + I_{N_j} \quad (3)$$

其中 I_{S_j} 是信号分量, I_{N_j} 是噪声分量。下面只讨论信号分量的形式。

$$\begin{aligned} I_{S_j} &= \sum_{i=i_{0_j}}^{i_{0_j}+N_j-1} s_i l_i = \sum_{i=i_{0_j}}^{i_{0_j}+N_j-1} A_j d_j c(iT_s - \tau_j) \cos((\omega_0 + \omega_{d_j})iT_s + \theta) \\ &\quad \cdot c(iT_s - \hat{\tau}_j) \cos((\omega_0 + \hat{\omega}_{d_j})iT_s + \hat{\theta}) \\ &\approx \frac{A_j d_j}{T_s} \int_{T_{0_j}}^{T_{0_j}+T_j} c(t - \tau_j) \cos((\omega_0 + \omega_{d_j})t + \theta) \\ &\quad \cdot c(t - \hat{\tau}_j) \cos((\omega_0 + \hat{\omega}_{d_j})t + \hat{\theta}) dt \\ &\approx \frac{A_j d_j}{2T_s} \int_{T_{0_j}}^{T_{0_j}+T_j} c(t - \tau_j) c(t - \hat{\tau}_j) \cos(\Delta\omega_{d_j}t + \Delta\theta) dt \end{aligned}$$

其中 $\Delta\omega_{d_j} = \omega_{d_j} - \hat{\omega}_{d_j}$, $\Delta\theta = \theta - \hat{\theta}$ 。对于扩频码 $c(t)$, 可表示为 $c(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} c_i \text{Rect}\left(\frac{t - iT_c}{T_c}\right)$ 。其中 $\text{Rect}(t) = u(t + 0.5) - u(t - 0.5)$, $u(t)$ 为阶跃函数。因此, $c(t - \tau_j) c(t - \hat{\tau}_j)$ 可表示为

$$\begin{aligned} &\sum_{i=-\infty}^{+\infty} c_i^2 \text{Rect}\left(\frac{t - [iT_c + (\tau_j + \hat{\tau}_j)/2]}{T_c - |\tau_j - \hat{\tau}_j|}\right) \\ &+ \sum_{i=-\infty}^{+\infty} c_i c_{i-1} \text{Rect}\left(\frac{t - [iT_c + (\tau_j + \hat{\tau}_j - T_c)/2]}{|\tau_j - \hat{\tau}_j|}\right) \\ &+ \sum_{i=-\infty}^{+\infty} c_i c_{i+1} \text{Rect}\left(\frac{t - [iT_c + (\tau_j + \hat{\tau}_j + T_c)/2]}{|\tau_j - \hat{\tau}_j|}\right) \end{aligned}$$

其中后两项代表未对准的部分,对积分的贡献较小,可忽略不计。因此

$$\begin{aligned} I_{S_j} &\approx \frac{A_j d_j}{2T_s} \int_{T_{0_j}}^{T_{0_j}+T_j} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \text{Rect}\left(\frac{t - [iT_c + (\tau_j + \hat{\tau}_j)/2]}{T_c - |\tau_j - \hat{\tau}_j|}\right) \\ &\quad \cdot \cos(\Delta\omega_{d_j}t + \Delta\theta) dt \\ &\approx \frac{A_j d_j}{2T_s} \frac{T_c - |\tau_j - \hat{\tau}_j|}{T_c} \int_{T_{0_j}}^{T_{0_j}+T_j} \cos(\Delta\omega_{d_j}t + \Delta\theta) dt \\ &\approx \frac{A_j d_j T_j}{2T_s} R(\Delta\tau_j) \text{sinc}(\Delta\omega_{d_j} T_j / 2) \cos \Delta\phi_j \end{aligned}$$

其中 $R(\cdot)$ 是 C/A 码的相关函数, $\Delta\tau_j = \tau_j - \hat{\tau}_j$, $\Delta\phi_j = \Delta\omega_{d_j}(T_{0_j} + T_j / 2) + \Delta\theta$ 。

因此,同相支路的相关结果可表示为

$$I_j = I_{Sj} + I_{Nj} \\ = \frac{A_j d_j T_j}{2T_s} R(\Delta\tau_j) \text{sinc}(\Delta\omega_{dj} T_j / 2) \cos \Delta\phi_j + I_{Nj} \quad (4)$$

同理,正交支路的相关结果可表示为

$$Q_j = Q_{Sj} + Q_{Nj} \\ = \frac{A_j d_j T_j}{2T_s} R(\Delta\tau_j) \text{sinc}(\Delta\omega_{dj} T_j / 2) \sin \Delta\phi_j + Q_{Nj} \quad (5)$$

3 一种新的码鉴别器算法

3.1 算法原理

在引言中已经提到理想的码鉴别器应该是线性的,线性范围尽量大,牵引范围尽量大,对信号幅度不敏感,而且受载波频率估计误差的影响应尽量小,计算量也应尽量小。现有的5种码鉴别器算法均不能完全符合这些条件。针对现有算法的缺点,提出下面这种新的码鉴别器算法。

首先假设超前、即时与滞后支路的码相位偏移量分别为 $-dT_c$, 0 , dT_c , 其中 d 代表相关间距。并且假设码相位估计误差在一次鉴别过程中保持不变,设为 $\Delta\tau_k$, 这里的 $\Delta\tau_k$ 已经对 T_c 进行了归一化。并且在运算过程中均只考虑相关结果的信号分量,不考虑噪声分量。下面的所有讨论均作此假设。令

$$P(k) = \frac{\sum_{j=1}^M (I_{ej}^2 + Q_{ej}^2) - \sum_{j=1}^M (I_{lj}^2 + Q_{lj}^2)}{\sum_{j=1}^M (I_{ej}^2 + Q_{ej}^2) + \sum_{j=1}^M (I_{lj}^2 + Q_{lj}^2)} \\ = \frac{R^2(\Delta\tau_k - d) - R^2(\Delta\tau_k + d)}{R^2(\Delta\tau_k - d) + R^2(\Delta\tau_k + d)} \\ \xrightarrow{|\Delta\tau_k| \leq \min(d, 1-d)} \frac{2(1-d)\Delta\tau_k}{(1-d)^2 + \Delta\tau_k^2} \quad (6)$$

可以看出,这样处理后,可以消除幅度敏感项 $(A_j/2)^2$ 与载波频率估计误差敏感项 $\text{sinc}^2(\Delta\omega_{dj} T_j / 2)$ 。但问题是 $P(k)$ 与 $\Delta\tau_k$ 并不成线性关系,这显然不符合优良码鉴别器的要求。因此将式(6)展开,得: $P(k)\Delta\tau_k^2 - 2(1-d)\Delta\tau_k + (1-d)^2 \cdot P(k) = 0$ 。解此二次方程,并舍去不合理的解,得: $\Delta\tau_k = (1-d) \frac{1 - \sqrt{1 - P^2(k)}}{P(k)}$ 。码鉴别器的输出取为

$$B(k) = (1-d) \frac{1 - \sqrt{1 - P^2(k)}}{P(k)} \quad (7)$$

3.2 性能分析

从式(7)可以看出,在线性范围内显然有 $B(k) = \Delta\tau_k$ 。因此这样处理既去除了幅度与载波频率估计误差敏感性,也使得鉴别器具有非常良好的线性特性。从推导过程可以看出, $P(k)$ 是归一化超前减滞后功率,经过解方程处理,得到相位误差的包络,因此这种新的第6种码鉴别器算法可称为归一化超前减滞后功率包络型码鉴别器。

虽然新鉴别器算法的线性范围是 $|\Delta\tau_k| \leq \min(d, 1-d)$,

但牵引范围并不受此线性范围限制。各种算法的鉴相曲线如图2所示。从图中可以看出,在 $d=0.5$ 时,新鉴别器算法的牵引范围是 $-1.5\text{chip} \sim 1.5\text{chip}$ 。因此,新鉴别器算法的牵引范围较大,对于较大(非线性区)的码相位误差,牵引能力较强。

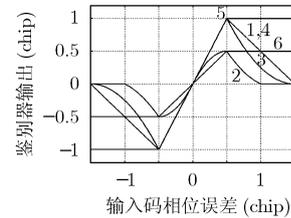


图2 $d=0.5$ 时6种码鉴别器算法的鉴相曲线

由于鉴相增益是固定的,不需要采用自适应的方法即可在其线性跟踪范围内实现最小的跟踪误差(鉴别器算法中已经完成了自适应)。虽然第5种鉴别器算法(归一化超前减滞后包络型)也具有类似性质,但需要采用4次开方运算才能完成,而新算法只需要1次开方运算,从而大大降低了计算量。

并且, $\lim_{P(k) \rightarrow 0} B(k) = \lim_{P(k) \rightarrow 0} (1-d) \frac{1 - \sqrt{1 - P^2(k)}}{P(k)} = 0$ 。因

此,这种处理方式不会造成数据溢出。因此,可以调节 d , 使得相关间距变得很小(窄相关),从而有效抑制多径干扰,降低伪距测量误差^[7, 8]。

将各种鉴别器算法的主要性质列成一表,如表1所示。可以看出,从线性、线性范围、对幅度敏感性、对载波频率估计误差敏感性与牵引范围这5种性质综合考虑,新算法显然优于前4种鉴别器算法,而与第5种鉴别器算法相当,但在计算量方面又优于第5种算法。因此综合各种性质而言,新算法优于其它5种算法。

表1 6种码鉴别器算法主要性质比较

序号	码鉴别器类型	是否线性	线性范围	是否对幅度敏感	是否对载频估计误差敏感	计算量	牵引范围
1	相干型	是	大	是	是	小	较大
2	点积功率型	否	无	是	是	小	小
3	超前减滞后功率型	是	大	是	是	小	较大
4	超前减滞后包络型	是	大	是	是	大	较大
5	归一化超前减滞后包络型	是	大	否	否	大	大
6	归一化超前减滞后功率包络型(新)	是	大	否	否	较小	大

4 仿真结果

为方便比较,本文选用最常用的采用超前减滞后功率型码鉴别器的 DLL 与采用新的归一化超前减滞后功率包络型

码鉴别器的 DLL 进行比较,载波跟踪环均采用有辅助的归一化反正切型频率锁定环(Frequency Locked Loop, FLL)。为了仅比较由鉴别器算法不同引起的跟踪性能的不同,两种跟踪过程中环路的其它参数完全一致: DLL 环的环路参数设置为相关间距 $d = 0.5$, 积分时间为 1ms, 平方累加次数 $M = 1$, 环路带宽设置为 0.8Hz, FLL 的环路带宽设置为 1Hz。实验采用仿真数字中频信号源, 采样频率为 5MHz, 数字中频频率为 1.25MHz, 多普勒频率设置为 1100MHz, 码相位值设置为 150chip。

首先设置输入中频信号的载噪比(Carrier-to-Noise Ratio, CNR)为 44dB-Hz, 分别用两种环路进行跟踪, 跟踪结果如图 3 所示。改变输入的数字中频信号的载噪比, 通过比较跟踪精度可以看出两种算法性能的不同。如图 4 所示, 显然采用新的归一化超前减滞后功率包络型码鉴别器的 DLL 的跟踪精度高于采用超前减滞后功率型码鉴别器的 DLL。

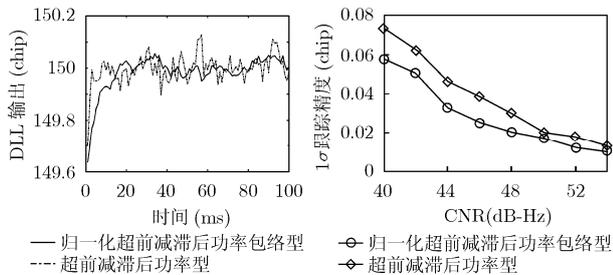


图 3 两种码环跟踪结果比较

图 4 两种码环跟踪精度比较

从仿真结果可以看出, 由于良好的线性与去除了对幅度与载波频率估计误差的敏感性, 使得新的码鉴别器随信号强度的波动减小, 载波频率估计误差与码相位估计误差的相互耦合减弱, 从而使得采用新的码鉴别器的 DLL 在跟踪精度方面优于采用超前减滞后功率型码鉴别器的 DLL。

5 结束语

本文分析了码相位与载波频率估计误差对相关结果的影响, 并推导出了相关公式, 以此为基础分析了现有常用码鉴别器算法的优缺点。基于上述分析, 提出了一种新的码鉴别器算法: 归一化超前减滞后功率包络型码鉴别器。该算法去除了对幅度与载波频率估计误差的敏感性, 具有良好的线性性质, 并且其计算量小, 牵引范围大, 还能够实现窄相关, 从而有效抑制多径效应的影响。分析与仿真结果表明, 采用新的码鉴别器算法的 DLL 在性能上优于采用常用码鉴别器算法的 DLL。另外, 新的码鉴别器算法不仅能用于传统的 DLL, 还能用于基于块调整的信号同步算法(Block

Adjustment Synchronizing Signal, BASS)与基于快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)的捕获算法中对于码相位的精细估计。如果将这种算法与多数据块的三角调谐存储法和函数拟合估计法相结合, 可进一步提高精度, 甚至可以打开码环, 直接对码相位进行开环跟踪, 从而有效提高接收机的性能。

参考文献

- [1] Parkinson B W and Splanter J J. Global Positioning System: Theory and Application. Cambridge, MA: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1996, chapter7-8.
- [2] 寇艳红. GNSS软件接收机与信号模拟器系统研究. [博士论文], 北京航空航天大学, 2006.
Kou Yanhong. The study on GNSS software receiver and signal simulator system. [Doctor degree paper], Beihang University, 2006.
- [3] Driessen P. DPLL bit synchronizer with rapid acquisition using adaptive Kalman filtering techniques. *IEEE Trans. on Communications*, 1994, 42(9): 2673-2675.
- [4] Kaplan E D. Understanding GPS: Principles and Applications. Boston: Artech House, Inc, 1996, chapter5.
- [5] Ledvina B M, et al. Bit-wise parallel algorithms for efficient software correlation applied to a GPS software receiver. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2004, 3(5): 1469-1473.
- [6] 王爱华, 安建平, 黄其华. 高动态条件下 PN 码扩谱接收机的频率跟踪策略. *电子与信息学报*, 2004, 26(4): 586-592.
Wang Ai-hua, An Jian-ping, and Huang Qi-hua. Frequency tracking algorithms for PN spread spectrum receiver in high dynamic circumstance. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2004, 26(4): 586-592.
- [7] Van Nee R D J, Sieraveld J, and Fenton P C. The multipath estimating delay lock loop approaching theoretical accuracy limits. *IEEE Position, Location and Navigation Symposium*, LasVegas, 1994: 246-251.
- [8] Van Dierendonck A J, Fenton P C, and Ford T J. Theory and performance of narrow correlator spacing in a GPS receiver. *Navigation*, 1992, 39(3): 265-283.

朱云龙: 男, 1978年生, 博士生, 从事导航卫星信号处理方面的研究工作。

柳重堪: 男, 1941年生, 教授, 博士生导师, 主要从事应用数学、信息传输与处理等方面的研究工作。

张其善: 男, 1936年生, 教授, 博士生导师, 主要从事信息传输与处理、GPS等方面的研究工作。