

文章编号: 1005-8451 (2008) 02-0042-03

高动态 GPS 接收机中载波环路的设计

罗璟, 裴正定

(北京交通大学 计算机与信息技术学院, 北京 100044)

摘要: 高动态环境在载波信号上会导致多普勒频移的剧烈变化, 较大的频偏将导致接收机的载波环路失锁, 无法正确解调出信号。介绍一种适应于高动态环境下的基于锁频锁相环(FPLL)的载波跟踪算法, 并对其环路滤波器设计进行详细的分析。

关键词: 高动态; 多普勒; 锁频环; 锁相环; 环路滤波器

中图分类号: TP39 **文献标识码:** A

Design of carrier loop of navigation receiver in high dynamic condition

LUO Jing, QIU Zheng-ding

(School of Computer and Information Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: High dynamic condition would cause satellite Doppler shift acutely, then carrier loop might fail to track satellite signal and wrong demodulation might occur. It was presented a tracking loop solution based on FPLL which was suitable for high dynamic condition and close study was made to the analysis of tracking loop digital filter.

Key words: high dynamic; Doppler; phase/frequency-locked-loop; digital filter

在高动态环境下, 接收机的载波信号会发生多普勒频移的剧烈变化, 较大的频率变化将导致接收机的载波环路失锁, 无法正确跟踪、解调出信号。因此, 载波环路的设计是高动态导航接收机设计中的关键问题之一。导航接收机载波环路跟踪方法分为载波频率跟踪和载波相位跟踪, 两者区别在于载波鉴别器提取环路误差控制量的方法。锁相环(PLL)直接对载波相位进行跟踪, 通过鉴相器提取并输出相位估计误差, 经过环路滤波器得到相位误差控制量, 当环路稳定时具有较高的跟踪精度。但是, 由于锁相环的环路带宽比较小, 当载波多普勒存在较大偏差时, 直接捕获载波相位有较大的难度; 另外为了提高动态跟踪能力, 势必增加环路带宽, 而锁相环路越宽, 环路对输入噪声的滤除能力越差, 因此, 将引入较大的跟踪误差。锁频环(FLL)则直接跟踪载波频率, 通过载波鉴频器输出多普勒频移估计误差。因此, 具有较好的动态性能, 但跟踪精度却比PLL环低。在这种情况下, 一种折衷的方法就是应用锁频锁相环(FPLL)。锁频环可以适应较大范围的频率变化, 在环路跟踪前期经过频率跟踪, 将本地载波与输入信号的频差调节至几十赫兹或者更小, 之后进入锁相环达到精确跟踪的目的。

1 载波环路的设计

载波环路由3个部分构成^[3]: 鉴频/相器、环路滤波器及数控振荡器。下面主要讨论鉴频/相器的算法及环路滤波器的设计。

1.1 叉积鉴频算法

在高动态环境下, 接收机可以采用叉积自动频率跟踪环进行跟踪^[2], 它能够提供更较好的动态性能, 抗干扰性强。鉴频器的输入为相关器得到的同相和正交支路的相关累加信息, 表达式如(1)和(2)所示。

设输入信号在实现码跟踪后与本地I、Q两路载波信号相乘, 输出分别为:

$$I(k) = \frac{1}{2} AD(k) R[\varepsilon(k)] \sin c[\Delta f_d(k) \pi T] \cdot \cos \phi_k \quad (1)$$

$$Q(k) = \frac{1}{2} AD(k) R[\varepsilon(k)] \sin c[\Delta f_d(k) \pi T] \cdot \sin \phi_k \quad (2)$$

其中, $\varepsilon(k)$ 为码相位偏差, $\phi(k)$ 为载波相位偏差, T 为一个码周期时间。

鉴频器的控制量为:

$$\begin{aligned} eph(k) &= I(k-1) \cdot Q(k) - I(k) \cdot Q(k-1) \\ &= 0.25 A^2 D(k) D(k-1) R[\varepsilon(k)] R[\varepsilon(k-1)] \cdot \sin c[\Delta f_d(k) \cdot \pi T] \cdot \sin c[\Delta f_d(k-1) \cdot \pi T] \cdot \sin(\phi_k - \phi_{k-1}) \end{aligned} \quad (3)$$

由于, 在1 bit导航电文数据内包含多个累加周期, 因此, 考虑两个连续的累加周期的导航电文数

收稿日期: 2007-07-24

作者简介: 罗璟, 在读硕士研究生; 裴正定, 教授

据位不发生变化,则有 $D(k)D(k-1)=1$,

$$\phi_k - \phi_{k-1} = [\Delta f_d(k) - \Delta f_d(k-1)] \cdot T = \Delta f_d \cdot T$$

当 $|\Delta f_d(k) \cdot \pi T| \ll \pi/2$ 时, $\sin^2[\Delta f_d(k) \cdot \pi T] \rightarrow 1$, $\sin(\phi_k - \phi_{k-1}) \rightarrow \phi_k - \phi_{k-1}$ 。

由上式可以看出,鉴频器输出的鉴频误差与多普勒频移估计误差有关,而锁频环的控制量与单位时间内的相位变化成正比,因此,经过滤波器滤波后控制载波 NCO 达到频率跟踪的目的。

1.2 Costas 环鉴相算法

在接收信号中含有数据调制时,载波跟踪环必须用 Costas 环。如果 I 和 Q 信号的预检测积分时间不跨越数据的位过渡, Costas 环对此两路的 180° 相位翻转不敏感。Costas 环特别的性质在于 Costas 鉴别器和在接收机预检测积分区中相对于接收机的自然时钟相位而言的相位调节能力。为防止积分跨越数据的过渡边界,需要有积分和累加功能的相位调节能力。

在 PLL 阶段采用的鉴相器算法如下:

鉴相器的控制量为:

$$\begin{aligned} eph(k) &= I(k) \cdot Q(k) \\ &= \frac{1}{8} A^2 D^2(k) R^2[\varepsilon(k)] \sin^2 c[\Delta f_d(k)] \pi T \cdot \sin 2\phi_k \end{aligned} \quad (4)$$

同理,在一个累加周期内, $A^2 D^2(k) R^2[\varepsilon(k)] \sin^2 c[\Delta f_d(k) \pi T]$ 为常数;当 $|\Delta f_d(k) \cdot \pi T| \ll \pi/2$ 时, $\sin 2\phi_k \rightarrow 2\phi_k$ 。由此可见,鉴相器的鉴相误差与载波相位变化成正比,锁相环的控制量与码跟踪误差及多普勒频率变化率有关。由于接收机采用独立的码跟踪环与载波跟踪环,载波环闭合发生在码环捕获、跟踪之后。因此,码相位已对准在误差允许的范围内,对载波跟踪影响不大;而且在一个累加周期内,多普勒的频率变化率很小,可以认为多普勒的频率未发生变化。因此,锁相环达到稳定跟踪后,其反馈量只与归一化的相位误差有关。经过滤波器滤波后控制载波 NCO 达到相位跟踪的目的。

1.3 Winer 环路滤波器

环路滤波器的设计是载波跟踪中的关键部分,环路滤波器降低输入噪声以使输出端对原始信号产生精确估计。环路滤波器的阶数和噪声带宽也决定了环路滤波器对信号的动态响应。本文着重讨论根据最小均方误差准则,利用维纳线性滤波理论,在信号伴随有窄带高斯白噪声的情况下,寻求环路最佳传递函数和最佳滤波器设计的问题,下面分别就二阶环和三阶环的特性进行分析。

1.3.1 二阶环分析

二阶维纳滤波器的传递函数^[1]为:

$$F(s) = \frac{\sqrt{2}B_1 S + B_1^2}{KS} \quad (5)$$

式中 B_1 为环路的固有频率。

离散数字化表示式为:

$$Y(k) - Y(k-1) = T \cdot B_1^2 X(k) + \sqrt{2}B_1(X(k) - X(k-1)) \quad (6)$$

而固有频率 ω_n 与等效环路噪声带宽 B_L 的关系^[1]为:

$$B_L = \omega_n(1+4\zeta^2)/8\zeta \quad (7)$$

一般取 $\zeta=0.707$, 故 $B_L=0.53\omega_n$ 。

接收机中载波环的误差来源主要是热噪声引入的噪声误差 σ_θ 和跟踪用户动态引入的暂态误差 Θ_d , 其中

$$\Theta_d = \frac{2\pi f_0 a_n}{\frac{c}{(1.89B_L)^2}} \quad (8)$$

$$\sigma_\theta \approx \left(\frac{B_L}{snra} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (9)$$

根据最优原则,令 $\sigma_\theta = \Theta_d$ 即

$$\begin{aligned} \frac{2\pi f_0 a_n}{\frac{c}{(1.89 \cdot B_L)^2}} &= \left(\frac{B_L}{snra} \right)^{\frac{1}{2}} \\ \text{得: } B_L^5 &= \frac{\left(\frac{2\pi f_0 a_n}{c} \right)^2}{1.89^4} \cdot snra \end{aligned} \quad (10)$$

其中, f_0 为卫星信号中频频率, $snra$ 为线性化后的载噪比。当选定环路带宽时便可计算出环路参数,现采取变带宽策略:开始跟踪时,将带宽设置的较宽,以确保相位抖动在锁相环锁定的范围内,当跟踪上后,可减小环路带宽以提高跟踪精度。

1.3.2 三阶环分析

由于高动态环境下多普勒频率变化率的存在,环路必须经过三阶滤波器以无误差地跟踪输入信号。

三阶维纳滤波器的传递函数^[1]为:

$$F(s) = \frac{2B_2 S^2 + 2B_2^2 S + B_2^3}{KS^2} \quad (11)$$

式中 B_2 为环路的固有频率。

离散数字化表示式为:

$$Y(k) - Y(k-1) = 2B_2(X(k) - X(k-1)) + 2B_2^2 T \cdot$$

$$X(k) + B_2^3 T \sum X(k)$$

其中, T 表示一个码周期。在此,不对三阶环

路滤波器的参数做详细推导,只给出仿真分析结果。

2 仿真实验

本次仿真实验环境为 MATLAB 7.1, 假定接收机与卫星间的相对加速度为 0.58 g , 加加速度为 0.8 g/s 。信号源为 MATLAB 7.1 下产生的模拟源, 并设数据信息为 $+1\sim-1$ 交替的特定信息。

B_L 的设计直接影响环路的跟踪性能, 根据上述理论推导, 在二阶环中将 B_L 的范围设定为 $20\text{ Hz}\sim 30\text{ Hz}$, 在三阶环中将 B_L 的范围设定为 $10\text{ Hz}\sim 16\text{ Hz}$ 。仿真结果如图 1 和图 2。

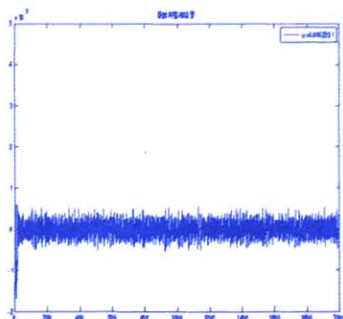


图 1 载波鉴相结果

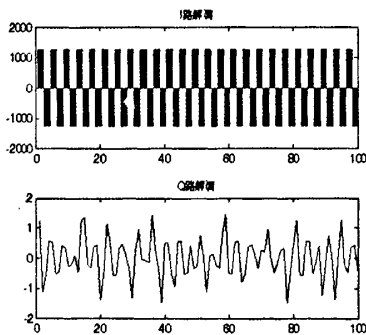


图 2 解调信息

图 1 纵轴表示载波环路的鉴相误差, 由此看出输入信号与本地载波信号的相位误差接近于 0, 环路可以实现稳态跟踪。

数据解调结果如图 2, 最后解调出的 I 路信号为导航数据能量信息, Q 路信号为噪声信号, 由此说明该环路可以实现数据的正确解调。

3 工程化实现

本次工程化实现实测平台为 CCS 2.0, 所用 DSP 芯片为 C6713, 接收信号为实测北斗卫星信号, 环路参数采用仿真试验参数。

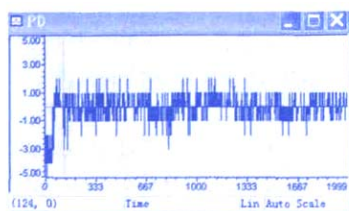


图 3 载波环鉴相器结果

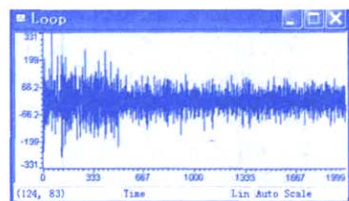


图 4 载波 NCO 输出结果

图 3 为鉴别器输出结果, 可以看到经过很短时间的频率牵引后环路进入稳态跟踪。图 4 为载波 NCO 的输出结果, 采用以上环路控制载波 NCO 维持在很小的范围内抖动。在实测时, 可对环路带宽进行微调, 以得到实际的最佳参数。

4 结束语

在高动态环境中, 基于 FPLL 的载波跟踪算法可以很好的适应存在较大动态范围的信号的跟踪, 对于接收机存在加速度而导致的多普勒频率斜升的输入信号, 采用二阶以上的锁相环能达到比较好的跟踪效果, 三阶环路可在很窄的带宽范围内跟踪上信号的频率变化, 从而提高了锁相环的性能。

参考文献:

- [1] 薛文芳. 高动态 GPS 接收机设计中几个关键问题的研究[D]. 博士学位论文. 北京航空航天大学, 2002, 9.
- [2] 邱致和, 王万义. GPS 原理与应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2002.
- [3] 田明坤. 高动态 GPS 接收机设计中几个关键问题的研究[D]. 硕士学位论文. 北京航空航天大学, 2002, 3.