

卫星导航接收机中锁频环的两种实现方式

蔡凡^{1,2} 杜燕³ 黄佩诚¹

(1. 中国科学院上海天文台, 上海 200030; 2. 中国科学院研究生院, 北京 100049;
3. 中国人民解放军 61081 部队, 北京 100094)

提 要

对卫星导航接收机中的锁频环进行了研究, 主要涉及锁频环的鉴别器算法、环路调节的两种方式, 并对这两种实现方式作了仿真。

主题词: 卫星导航接收机 — 锁频环 — 鉴别器

分类号: TN965.5

1 引 言

一台典型的卫星导航接收机由天线、射频和信号处理通道及应用处理等几大单元组成。信号处理通道是卫星导航接收机的核心部分, 它是一种软硬件相结合的有机体。不同类型的 GPS 卫星接收机所具有的通道数目为 1 至 12 不等, 北斗卫星接收机的通道数相对较少。目前卫星导航接收机广泛采用相关型信号处理通道。相关型通道主要由信号捕获部分和信号跟踪部分组成, 信号跟踪部分由载波跟踪环路和伪噪声码跟踪环路构成。

卫星导航接收机在设计时, 要对载波跟踪环路的预检测积分时间、鉴别器算法、环路滤波器的噪声带宽和阶数作权衡考虑。为了容忍动态内力, 预检测积分时间应当短, 环路采用锁频环, 环路滤波器的噪声带宽应该宽。然而为了使载波多普勒相位测量精确, 预检测积分时间应该长, 环路采用锁相环, 且环路滤波器的噪声带宽应该窄。这就需要进行细致合理的设计, 使其满足卫星导航的需要。设计良好的卫星导航接收机将具有短的预检测积分时间和宽噪声带宽环路滤波器的锁频环与锁相环路闭合起来, 在动态允许的条件下, 使其预检测带宽和环路噪声环带宽尽量窄^[1]。因此在应对高动态的情况下, 锁频环是实现载波跟踪的第一步。卫星导航接收机中采用锁频环的目的是为了将载波偏差牵引到锁相环能够捕获的范围, 使得锁相环可以实现相干解调, 得到导航电文。因此锁频环通过复现信号的近似频率以完成载波剥离过程, 所以也被称为自动频率控制 (AFC) 环。本文中主要研究锁频环的实现方式, 因此锁频环涉及的算法方程及其具体实现是本文的重点。

2 锁频环的原理

锁频环 (FLL) 的结构如图 1 所示, 以调制伪随机码的数字中频信号为例对锁频环进行

分析:

$$r(k) = Ad(k)c_{PN}(k)\cos[(\omega_0 + \omega_d)k + \varphi_0] + n(k) \quad (1)$$

其中 A 为信号幅度, $d(k)$ 为调制的符号, $c_{PN}(k)$ 为伪随机码, $\omega_0 (= 2\pi f_0 T_s)$ 和 $\omega_d (= 2\pi f_d T_s)$ 为中频频率 f_0 和多普勒频移 f_d 所对应的角频率与 T_s 之积 (T_s 为采样周期), φ_0 为 $k = 0$ 时的载波初始相位, $n(k)$ 为带限高斯白噪声。

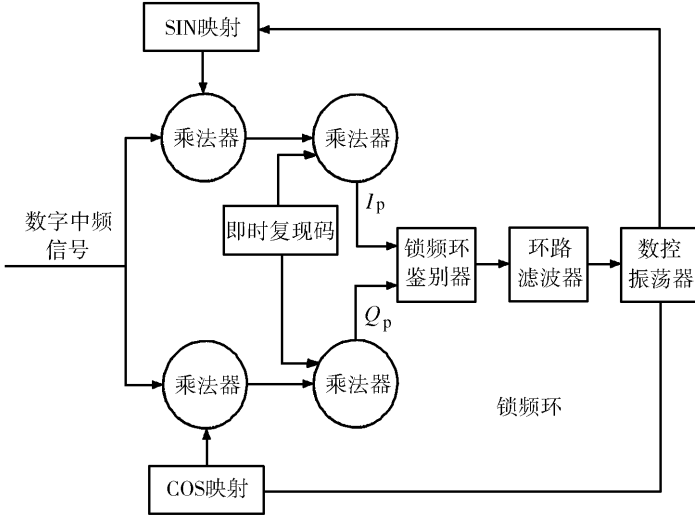


图 1 锁频环路结构图

Fig. 1 The structure figure of frequency locked loop

频率跟踪实质上是载波相位的差分跟踪。一般情况下,频率跟踪鉴相器的作用是测量载波相位在固定时间间隔内的变化量。锁频环通过数控振荡器(NCO)产生适当的本地载波以解调信号,在信号初始捕获完成后实现频率锁定比实现相位锁定容易。

鉴别器算法有多种,常用的有 3 种^[1],见表 1。在表 1 中:点 = $I_{p1} \cdot I_{p2} + Q_{p1} \cdot Q_{p2}$;交叉 = $I_{p1} \cdot Q_{p2} + I_{p2} \cdot Q_{p1}$ 。 $(t_2 - t_1)$ 为预检测积分时间。鉴频器使用最多的是叉积鉴频算法,其产生的控制量的数学表达式为:

表 1 通用锁频环的鉴别器

Table 1 The discriminator of frequency locked loop

鉴别器算法	输出频率误差	特性
$\frac{\text{sign}(\text{点}) \cdot \text{交叉}}{t_2 - t_1}$	$\frac{\sin[2(\varphi_2 - \varphi_1)]}{t_2 - t_1}$	在高信噪比时接近最佳。斜率正比于信号幅度,适中的运算要求
$\frac{\text{交叉}}{t_2 - t_1}$	$\frac{\sin[(\varphi_2 - \varphi_1)]}{t_2 - t_1}$	在低信噪比时接近最佳。斜率正比于信号幅度的平方,运算要求最低
$\frac{a \tan 2(\text{交叉}, \text{点})}{(t_2 - t_1) \cdot 360}$	$\frac{\varphi_2 - \varphi_1}{(t_2 - t_1) \cdot 360}$	四象限反正切,最大似然估计器。在高和低信噪比时最佳。斜率与信号幅度无关,对运算的要求高

$$f(k) = I_p(k - 1)Q_p(k) - I_p(k) \cdot Q_p(k - 1) \tag{2}$$

其中： $I_p(k) = Ad(k)\cos(\varphi(k))$ ， $Q_p(k) = Ad(k)\sin(\varphi(k))$ ， $\varphi(k) = 2\pi f_d T k + \varphi_0$ ，参与鉴别器算法的数据之间的时间间隔为一个调制符号周期，故 T 表示一个调制符号周期。在接收机中，锁频环处理的数据已经完成伪随机码的剥离，所以这里 $I_p(k)$ 和 $Q_p(k)$ 不含有 $c_{PN}(k)$ 。因此，

$$\begin{aligned} f(k) &= A^2 d(k - 1)\cos(\varphi(k - 1)) \cdot d(k)\sin(\varphi(k)) - \\ & \quad A^2 d(k)\cos(\varphi(k)) \cdot d(k)\sin(\varphi(k)) \\ &= A^2 d(k)d(k - 1)\sin(\varphi(k) - \varphi(k - 1)) \end{aligned} \tag{3}$$

假定连续测量的输出数据位不变，即有 $d(k)d(k - 1) = 1$ ，连续采样值之间的相位变化为 $\varphi(k) - \varphi(k - 1) = [\omega_d(k) - \omega_d(k - 1)]T = \omega_d T$ 。当 $|\omega_d T| \ll \pi/2$ 时， $\sin(\varphi(k) - \varphi(k - 1)) \approx \varphi(k) - \varphi(k - 1)$ ，鉴别器输出值与单位时间间隔内的相位变化成正比，该值经过环路滤波器后控制 NCO 产生本地载波，达到频率跟踪的目的^[2]。该算法要求在同一数据位内计算，在信噪比较低的情况下仍能取得较好的性能。符号确定的叉积自动频率跟踪算法可表示为：

$$\begin{aligned} f(k) &= \text{sign}(I_p(k - 1)I_p(k) - Q_p(k)Q_p(k - 1)) \cdot \\ & \quad [I_p(k - 1)Q_p(k) - I_p(k)I_p(k - 1)] \end{aligned} \tag{4}$$

它与一般的叉积鉴频器相似，但消除了输出量的符号模糊，由于在实际的信号中，数据符号不可能连续不变，所以实际设计大多采用的是此种有符号的叉积自动频率跟踪算法。

在预检测积分时间为 10ms 情况下，表 1 的各种鉴别器算法的误差性能曲线特性如图 2 所示。

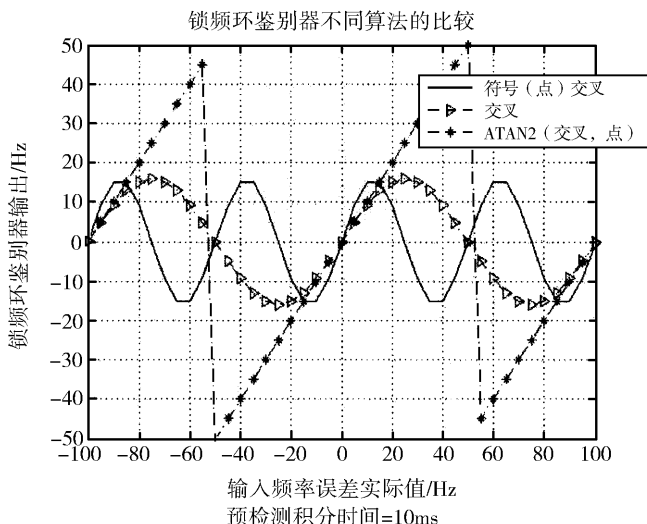


图 2 鉴别器不同算法的误差输出

Fig. 2 The output error of discriminator in frequency locked loop

图 2 是在假定信号无噪声干扰的条件下,鉴别器不同算法输出的误差值之间的比较。交叉和 $a \tan 2$ (交叉,点)鉴频器的单边频率牵引范围均等于预检测带宽的一半。 $\text{sign}(\text{点}) \cdot \text{交叉}$ 鉴相器的频率牵引范围仅为预检测带宽的 $1/4$ 。注意, $\text{sign}(\text{点}) \cdot \text{交叉}$ 和交叉鉴频器的输出(分子是正弦函数,分母上还有 $(t_2 - t_1)$)在除以 4 后更准确地近似于真实的频率误差。 $a \tan 2$ (交叉,点)鉴频器(其输出是一个线性函数,分母有 $(t_2 - t_1) \cdot 360$)在其牵引范围内产生一个输入频率的真正代表。随着热噪声电平的增加,鉴别器输出的幅度会下降(其斜率趋于平缓),而且其牵引范围边沿附近开始变圆滑^[3]。

如果设定二阶 FLL 经过公式(1)得到的误差信号为 $f(k)$ 。那么经过环路滤波器和 NCO 得到的算法递推方程为:

$$\begin{aligned}\hat{\omega}(k+1) &= \hat{\omega}(k) + (\omega_{\text{nf}}^2 T)(f(k)/T) \\ \hat{\omega} &= \hat{\omega}(k) + T\hat{\omega}(k) + (\sqrt{2}\omega_{\text{nf}}T)(f(k)/T)\end{aligned}\quad (5)$$

这时候可以采用两种方式调节环路,一种是调节环路生成载波的频率值,用 $\hat{\omega}(k+1)$ 调节环路的频率,另外一种方式是调节环路生成载波的相位值,那么最后输出量 $\hat{\phi}(k+1) = \hat{\phi}(k) + T\hat{\omega}(k)$,即复现载波的相位值。 ω_{nf} 为 FLL 的自然角频率, T 为调制信号周期。这两种方式下环路鉴别器的算法没有差别,差别仅在于本地载波生成时所用的环路输出值。仿真信号源的伪码周期时间为 $1/16 \text{ ms}$,码周期含有 255 个码片,码速率为 4.08 MHz ,载波含有 560 Hz 的初始频偏,载噪比为 -18 dB ,锁频环的鉴别器采用的算法为 $\frac{\text{sign}(\text{点}) \cdot \text{交叉}}{t_2 - t_1}$,环路滤波器的积分器采用双极性变换得到,参数是采用环路等效计算得到的 C_1, C_2 ^[3],即

$$C_1 = \frac{1}{k_0 k_1} \frac{8\xi\omega_n t_s}{4 + 4\xi\omega_n t_s + (\omega_n t_s)^2}, \quad C_2 = \frac{1}{k_0 k_1} \frac{4(\omega_n t_s)^2}{4 + 4\xi\omega_n t_s + (\omega_n t_s)^2}$$

其中, ω_n 为自然角频率, ξ 为阻尼系数, k_0, k_1 分别是环路鉴别器和数控振荡器的增益。

3 AFC 环路仿真

3.1 调节频率方式的研究

首先研究调节频率方式的下 AFC 环路的算法公式。在调节频率方式下,环路在每个符号位的起始时刻进行频率的调节,那么本地产生的载波的频率值是环路的输出结果,但仅仅进行频率的更新无法实现环路的跟踪,还必须保持相位的连续性。因此环路的算法公式除了包含公式(5)外,还要有保持相位连续性的公式。改变锁频环路的噪声带宽得到的跟踪结果如图 3 和图 4 所示。

从这两幅图中可以看出在环路噪声带宽不断减小时本地载波频率的变化情况。随着噪声带宽的减小,环路从跟踪开始到跟踪稳定所需的时间在不断地延长,但在稳定跟踪时带来的抖动也在逐渐地减小。

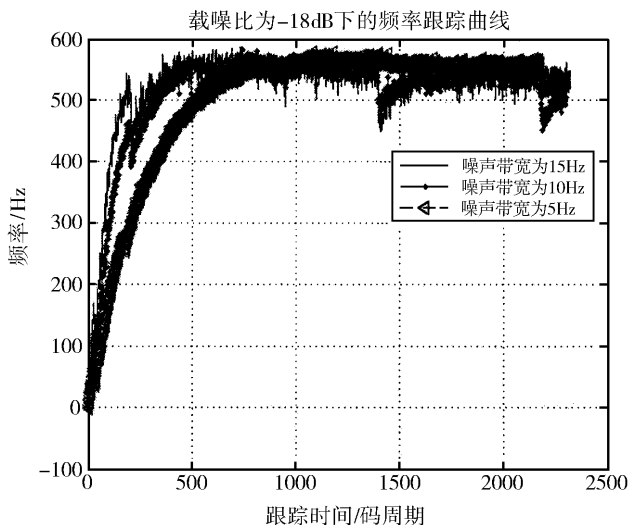


图 3 调节频率方式下的 AFC 的跟踪结果

Fig. 3 The result of AFC by the way of changing frequency

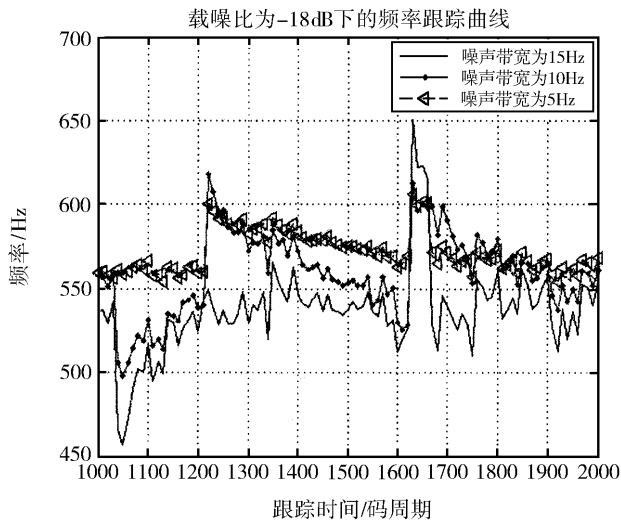


图 4 调节频率方式下 AFC 跟踪稳定后的频率变化曲线

Fig. 4 The result of AFC by the way of changing frequency in the steady state

3.2 调节相位方式的研究

然后再研究调节相位方式下的 AFC 环路的算法公式。在调节相位方式下,环路在每个符号位的起始时刻进行相位的调节,由于环路鉴频器最终给出的是频率误差值,因此要实现通过调节载波相位来实现载波的锁定,还需要将频率值转换为相位值。因此这种方式下环路跟踪稳定后要通过相位的换算才能知道信号本身含有的频偏值。环路的算法公式除了包含公式(5)外,还要有频率值转换为相位值的公式 $\hat{\varphi}(k+1) = \hat{\varphi}(k) + T\hat{\omega}(k)$ 。改变锁频环路的噪声带宽得到的跟踪结果如图 5 所示。

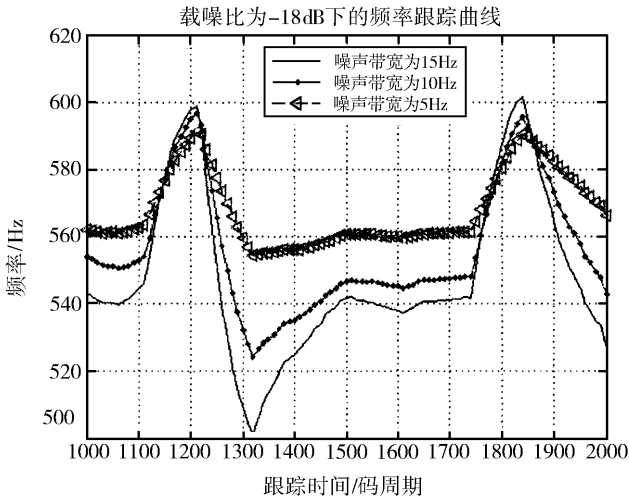


图5 调节相位方式下的 AFC 的跟踪结果

Fig. 5 The result of AFC by the way of changing phase

3.3 性能比较

环路跟踪的性能由跟踪误差来决定。环路的均方误差越小,跟踪性能越好。在环路的跟踪过程中,存在着三种形式的误差。一种是信道加性噪声引起输出信号相位的随机起伏所产生的相位误差,这类起伏相位误差可用其统计平均量均方相位方差来衡量;一种是输入信号相位的随机起伏(可因调制信息的随机性形成)产生的起伏相位误差;第三种是输入信号相位中实际存在的各阶时间倒数,环路对之过渡响应所产生的相位误差。例如频率漂移或多普勒频移引起的过渡响应相位误差^[4]。在实际中,过渡响应所产生的相位误差往往比相位的随机起伏所产生的误差要大得多。本文中鉴频环所用的信号源只存在信道的加性噪声,因此比较环路不同调节方式的性能优劣只有通过比较环路输出信号的均方相位误差来得出。调节频率方式下环路输出的本地频率值的抖动范围明显要大于调节相位方式下的范围,且相位差的方差值也是如此。因此,调节相位方式下的 AFC 的跟踪性能较优,而且其环路的运算量小于调节频率方式下的运算量。当然由于采用跟踪频率方式,使得同样的二阶 AFC 可以跟踪频率斜升信号,而采用跟踪相位方式只能跟踪频率阶跃信号。

4 结 语

本文对锁频环实现的两种方式进行了详细的阐述,并对这两种方式做了相应的仿真。上述方法可以在软件接收机中有很好的应用。设计者可以根据不同的需要选择合适的方式来完成频率的粗跟踪。

参 考 文 献

- [1] Elliott D K. GPS 原理与应用, 邱致和, 王万义译. 北京: 电子工业出版社, 2002, 89
- [2] 李署坚, 任俊涛, 王丹志等. 航空学报, 2001, 22: 85
- [3] 蔡凡, 尹燕, 张秀忠. 中国科学院上海天文台年刊, 2006, 27: 73
- [4] 郑继禹. 锁相同步理论, 重庆: 重庆大学出版社, 1991, 111

THE REALIZATION OF THE FREQUENCY LOCKED LOOP IN SATELLITE NAVIGATION RECEIVERS

CAI Fan^{1,2} DU Yan³ Huang Pei-cheng¹

(1. Shanghai Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200030;

2. Graduate School of the Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049;

3. No. 61081 Unit of the PLA, Beijing 100094, China)

Abstract

This paper researches on frequency locked loop in satellite navigation receivers in detail and mainly involves to the algorithm of the discriminator in frequency locked loop and the realization. The simulation of the realization on frequency locked loop is done.

Key words satellite navigation receiver — frequency locked loop — discriminator