

基于 GPS 的新型二级频标锁定系统

杜保强, 周 渭

(西安电子科技大学信息处理研究所, 西安 710071)

摘 要: 提出了一种基于 GPS 的新型二级频标锁定系统的设计方案。利用信号的时延稳定性和群相位差变化的规律性, 产生一种基于长度游标的高精度时间间隔测量方法。将该方法应用于二级频标锁定系统中, 通过对被测时间间隔进行多尺度卡尔曼滤波, 在 MCU 控制下算出 GPS 与二级频标分频信号之间的相对频差; 根据二级频标的频-压控制特性得到补偿电压, 将该电压进行 D/A 转换后送到二级频标的压控端, 调整输出频率, 形成二级频标锁定系统。实验结果表明其锁定精度可达 $10^{-12}/s$ 量级, 与传统频标锁定系统相比具有电路简单, 成本低廉, 附加噪声小, 锁定精度高等特点。

关键词: 频标锁定系统; 异频鉴相; 群周期; 长度游标; 多尺度卡尔曼滤波

中图分类号: TM 935.115 文献标识码: A 文章编号: 1000-1328(2010)11-2563-08

DOI: 10.3873/j.issn.1000-1328.2010.11.020

A GPS Based New Second-Class Frequency Standard Locked System

DU Bao-qiang, ZHOU Wei

(Research Institute of Signal and Data Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: A GPS based new design scheme for second-class frequency standard locked system is proposed in this paper. Using the delay stability of signal and the regular changes of group phase difference, a high-accuracy time interval measurement method is generated based on length vernier. If the method is used in the second-class frequency standard locked system, and the relative frequency difference between GPS and divided frequency signal of second-class frequency standard can be calculated by using multi-scale Kalman filter of measured time interval under the control of MCU. According to frequency-voltage control characteristics of second-class frequency standard, a compensation voltage can be obtained. After the compensation voltage is converted by D/A, it is sent to voltage control end. Then the output frequency of the second-class frequency standard can be adjusted. Thus the second-class frequency standard locked system is formed. Experimental results show that the system's locked accuracy is as high as $10^{-12}/s$ in time domain. Compared to traditional frequency standard locked system, the system has the advantages of simple structure, low cost, small additional noise and high locked accuracy.

Key words: Frequency standard locked system; Different frequency phase detection; Group periods; Length vernier; Multi-scale Kalman filter

0 引 言

随着数字通信技术的进一步发展, 数据传输具有更高的速度, 这对同步系统也提出了更高要求。近年来, 国内对基于 GPS 的时频标准的研究逐渐增多, 克服了原来主要集中在电力网同步系统方面应

用的缺点, 解决了精度和稳定性都不是很好的问题, 开始考虑到来自 GPS 卫星的 1pps 的偶然跳变和失效情况, 并提出通过相应的滤波算法来剔除偶然的粗大误差, 以及结合锁定状态下存储的历史数据和相应的预测算法来实现一定时间内锁定精度的保持。国外对二级频标的锁定技术也有很多研究, 如

Chia-Lung Cheng 等提出了使用实时动态神经网络-小波预测滤波器来消除大气延时,通过基于神经网络模型的预测控制器输出差值数字信号,经 D/A 转换锁定晶振的方法,但是实现复杂度很高^[1]。目前这方面技术的传统做法是借助二级频标(如高稳定度晶体振荡器、铷原子频标)产生参考频率以满足同步的需要。但高稳定度晶体振荡器由于受温度、老化等因素的影响,其输出频率有较大的漂移,长期稳定性较差;铷原子频标的重现性是原子频标中最差的,而且其漂移率也是最大的;氢钟和铯钟的长期、短期稳定性虽然都很好,但价格昂贵,而且对使用环境的要求也比较高。相比之下, GPS 系统能提供精确的时间信息,可以利用 GPS 接收机产生一个稳定的当地时钟以实现 GPS 频标的复现^[2]。也就是说,将 GPS 接收机与二级频标相结合,利用 GPS 标准信号(如 GPS 秒信号)锁定高稳定度晶体振荡器,使本地频标的频率跟踪 GPS 标准信号,提高晶体振荡器输出频率的准确度,减小输出信号的抖动,进而减小由重现性、老化或漂移对频率准确度的影响,使其短期稳定度能保持本地高稳定度晶体振荡器的水平,并使本地被控振荡器有效地复现所接收的 GPS 标准信号的长期稳定度和准确度。针

对上述分析,为了获得一个短期和长期稳定度都比较优良的时间频率标准,缩短二级频标的锁定时间,提高锁定精度,本文提出了一种以群周期相位比对技术为基础的新型二级频标锁定系统。

1 系统原理

1.1 群周期的形成与群相移的基本规律

频率信号除各自的周期性变化特性之外,能够对测量、比对和控制起显著影响的主要是频率信号之间相位差变化的规律性,而体现这种规律性变化的重要表征是它们之间的最大公因子频率、最小公倍数周期、量化相移分辨、等效鉴相频率及群周期等^[3-4]。设两异频信号 f_1 和 f_2 ,周期分别为 T_1 和 T_2 。若 $f_1 = Af_{\max c}$ 和 $f_2 = Bf_{\max c}$,其中 A 和 B 是两个互素的正整数且 $A > B$,则称 $f_{\max c}$ 为它们之间的最大公因子频率, $f_{\max c}$ 的倒数为最小公倍数周期 $T_{\min c}$,则有:

$$T_{\min c} = 1/f_{\max c} = A/f_1 = AT_1 \quad (1)$$

$$T_{\min c} = 1/f_{\max c} = B/f_2 = BT_2 \quad (2)$$

它们的频率关系如图 1 所示。这里 $f_1:f_2$ 严格等于 $A:B$ 。

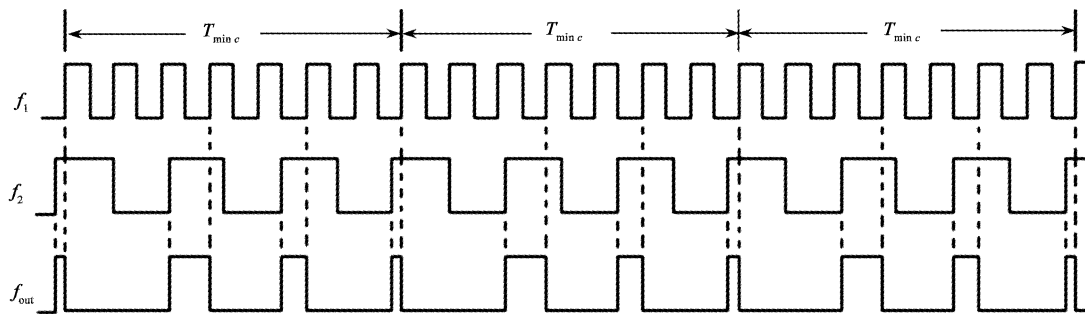


图 1 两异频信号间的关系

Fig. 1 Relations between two different frequency signals

从图 1 可以看出,在一个 $T_{\min c}$ 内,异频信号之间的相位差互不相同且不具有连续性。所以,从连续性的角度来看,异频信号之间并不具备相位的可比性。但是,若以 $T_{\min c}$ 为单位,把 $T_{\min c}$ 内的所有相位差集合起来作为一个群(这里称为相位差群)或整体,则群与群之间具有严格的对应关系,如图 2 所示。

在一个群内,所有相位差的平均值被称为群相位差^[5-6]。在实际的异频信号相位比对中,由于外界的各种干扰,频率信号之间往往会出现相位扰动或频率漂移现象。所以 f_1 和 f_2 之间具有微小频差 Δf

即 $f_1:f_2$ 并不能严格保持 $A:B$ 。这使得群相位差会发生平行的移动,称之为群相移,如图 3 所示。图 2 所示的群对应相等是群相移为零时的特殊情况。

图 3 中的 α 、 α' 、 α'' 、 β 、 β' 、 β'' 和 γ 、 γ' 、 γ'' 分别是三个相邻的群所包含的对应相位差。由图 3 可知,群相位差的变化范围虽然很窄,但具有良好的线性特性。对于任意异频信号之间相位差变化的连续性,并不发生在每个群内,而是发生在各群之间。随着时间的推移,表面上看起来杂乱无章的相位差群就可以根据这样特定的连续性,反映出频率信号之间相

位差的变化。群相位差延迟的积累使得两异频信号再次发生相位重合,两次相位重合所经历的时间间隔,称之为群周期。在一个群周期中,群相位差变化的最大值 ΔT 为两异频信号相位比对发生满周期变化的相位差,即 $\Delta T = T_1/B$, 结合式(1)、(2),有

$$\Delta T = \frac{f_{\max c}}{f_1 f_2} = \frac{1}{ABf_{\max c}} \quad (3)$$

由式(3)知, ΔT 越小,理论上两异频信号间的相

位重合状态越好。因此, ΔT 也称为信号之间的量化相移分辨率。对于已知频率的两比对信号, ΔT 是个确定的数。它与两信号频率的乘积成反比,而与它们之间的最大公因子频率 $f_{\max c}$ 成正比。它代表了特别高的周期性相对相位变化的分辨率。要使两信号间量化后的相对相位变化的分辨精度高则希望在它们尽可能高的频率下又有相对低的最大公因子频率。

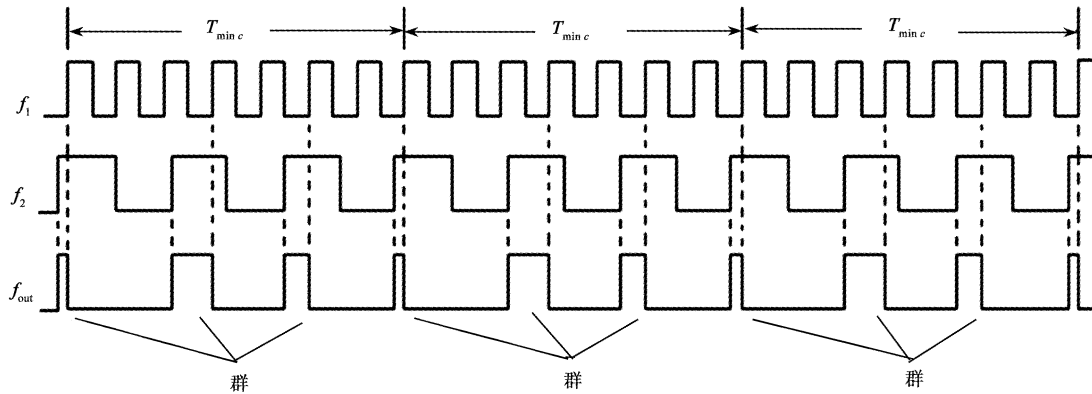


图 2 两异频信号之间的群对应

Fig. 2 Group correspondence between two different frequency signals

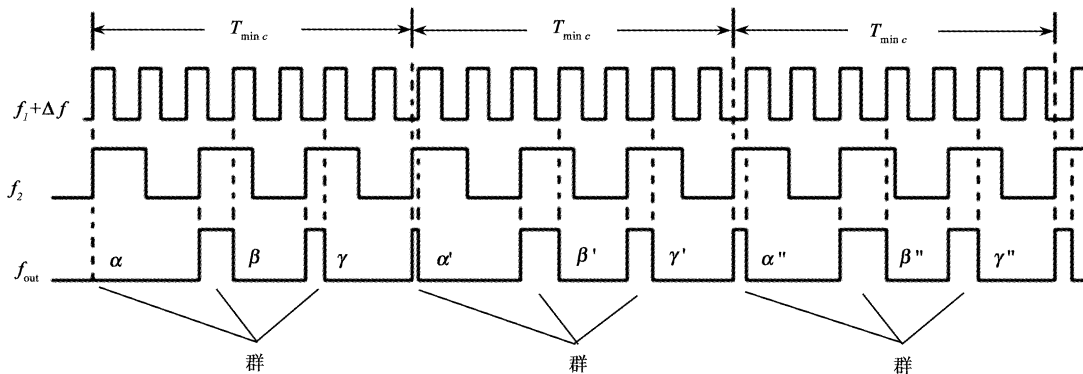


图 3 两异频信号之间的群相移规律

Fig. 3 Group phase shift principle between two different frequency signals

1.2 异频相位重合检测原理

在相位比对中,任意两异频信号之间的相位差会随时间而变化,这种变化是具有周期性的。变化的周期正是由 $T_{\min c}$ 形成的群周期,相位差值的变化在群周期中被规则地表现出来。在一个 $T_{\min c}$ 内,两信号间的量化相位差状态中有一些值,它们分别等于信号间的相对初始相位差加 $0, \Delta T, 2\Delta T, 3\Delta T, \dots$, 把这样的一些点中相位差最小的状态点叫两信号间的相位重合点。对于任意给定频率的两个信号,由于它们之间频率值的不同,会发生相互相位的移动,并且两异频信号被整形为窄脉冲后还具有相当的宽

度,所以两信号的相位重合点并不具有理论上的唯一性,即相位重合点并不是一个窄脉冲,而是一簇脉冲。在这一簇脉冲中,幅度最高的被称为最佳相位重合点,其它的被称为虚假相位重合点^[7]。因此,在相位重合处所得到的相位重合信息具有一定的模糊区,而窄脉冲均匀分布在这个模糊区内。由于在模糊区内高于闸门触发电平的窄脉冲有很多,因此造成了测量闸门的开启与闭合的随机性,使得每次测量闸门的时间并不完全相等,限制了测量精度的提高。相位重合点的分布如图 4 所示。

两异频信号(如 f_1 和 f_2) 间的相位重合信息主

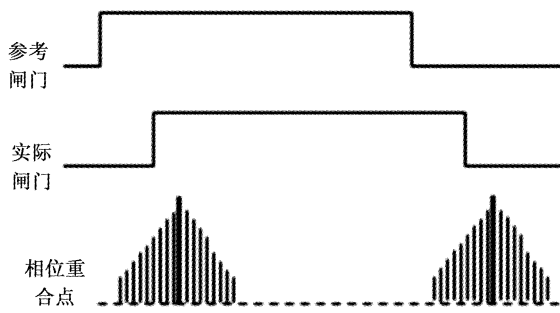


图 4 两异频信号之间的相位重合点

Fig. 4 Phase coincidences between two different frequency signals

要由相位重合检测电路检出,它对相位重合点捕捉的准确程度,决定了测量的精度^[8-9],如图 5 所示。

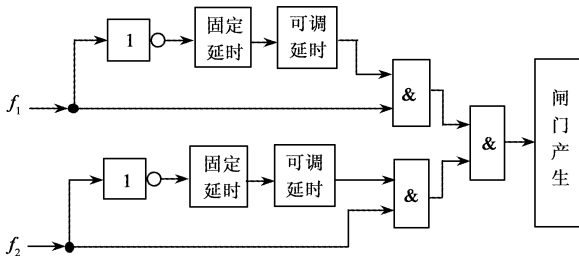


图 5 异频相位重合检测电路

Fig. 5 Different frequencies phase coincidence detection circuit

2 系统设计方案

利用基于长度游标的时间间隔测量技术将 GPS 接收机产生准确的 1pps (每秒一个脉冲即秒脉冲) 信号与二级频标的分频信号进行比对,按照相位差

的变化计算出相对频差,结合被锁频标的压控灵敏度,从而产生本地频标的控制修正电压。经过多次测量和反复控制,最终实现把二级频标(高稳定度晶体振荡器)锁定在 GPS 秒信号上并得到较高的频率准确度,总体设计方案如图 6 所示。它主要有 GPS 接收机、整形放大电路、时间间隔测量仪、MCU、压控反馈电路、信号显示和输出等七部分组成。

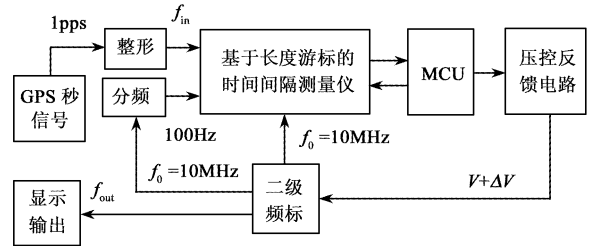


图 6 二级频标锁定系统设计方案

Fig. 6 Design scheme for second-class frequency standard locked system

2.1 基于长度游标的时间间隔测量方案

要实现用 GPS 秒信号锁定高稳定度晶体振荡器,必须实现 GPS 秒信号与被锁频标分频信号之间相位差的高准确度测量即提高时间间隔测量的分辨力,从而在较短时间内锁定高稳定度晶体振荡器,并达到要求的频率准确度。

2.1.1 长度游标法

长度游标法是在时间游标法的基础上,利用信号的时空关系而形成的一种新的时频测量方法,测量原理如图 6 所示。

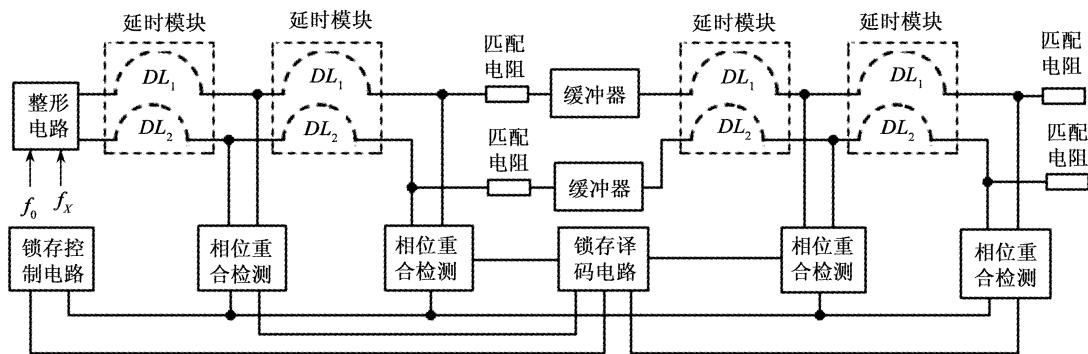


图 6 基于长度游标的时间间隔测量方案

Fig. 6 Time interval measurement scheme based on length vernier

在图 6 中,开门信号通过的延迟线长度 DL_1 总比关门信号通过的延迟线长度 DL_2 长一些。由于两路信号的延迟时间不同,这种延迟的积累最终会

使得被测时间间隔通过长度的延伸出现开、关信号的完全重合^[10]。此时可以在每路延迟线后设置相位重合检测电路对两个信号的重合状态进行测量,

其工作波形如图 7 所示。

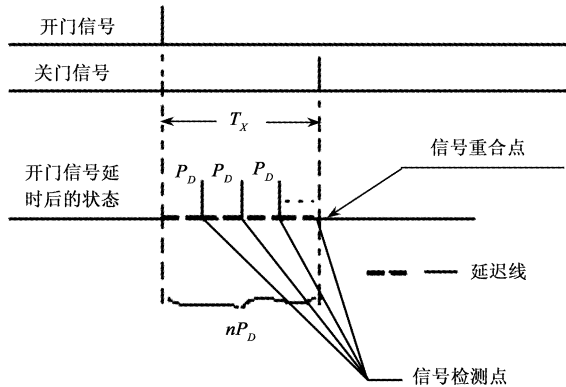


图 7 基于长度游标的时间间隔测量波形
 Fig.7 Time interval measurement waveform based on length vernier

如果双路延时单元的相位差为 P_D , 被测时间间隔为 T_x , 那么开门信号经过 n 个 P_D 的延迟后将与关门信号发生重合, 通过对重合信号检测点的取样, 则可知道此时开门信号经过了几级延时单元。根据发生重合时所经过的延迟级数就可以计算出被测时间间隔 $T_x = nP_D$ 。这里, 相位差 P_D 是根据信号传输的速度、被测时间间隔的范围及测量要达到的分辨率来确定的。这样, 对时间量的测量就转换成了对空间长度量的测量, 测量分辨率取决于作为两路延时单元的长度差即游标长度。由于信号在传输导线中的传输速度约为 $2 \times 10^8 \text{m/s}$, 那么 ns 和 ps 的传输延迟分别为 20cm 和 0.2mm^[11]。当游标长度设置在毫米级或亚毫米级时, 将达到十 ps 级至 ps 级的测量分辨率。

2.1.2 基于长度游标的相位重合检测

由 2.2 节可知, 两异频信号整形后所得到的重合信息具有一定的模糊区, 将长度游标法应用于异频相位重合检测电路相, 可以有效地减小这种模糊区的宽度, 进而提高系统的测量精度, 具体检测方案如图 8 所示。

由图 8 可知, 在传统的相位重合检测之后, 再借助两级长度游标进行重合检测, 然后将这三次检测结果综合起来, 最终检出重合信息^[12]。第一级游标的长度即两信号的延时差值是由两个信号之间实际检测线路的重合判断能力所决定的。而第二级游标对应的是重合检测所要求的边界分辨率, 也就是期望的检测精度。所以, 在两个信号严格重合的时候直接的重合检测能获得准确的重合检测信息。第一级游标后的重合检测获得的是接近于信号间重合的临界

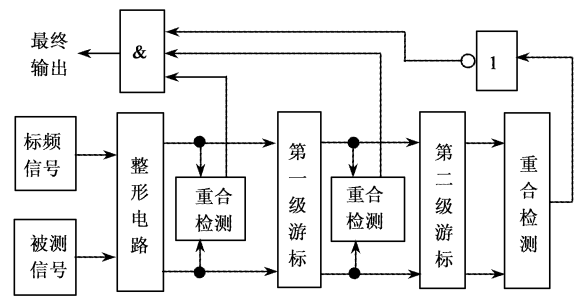


图 8 基于长度游标的相位重合检测电路
 Fig.8 Phase coincidence detection circuit based on length vernier

状态的重合检测信息; 第二级游标后的重合检测则由于信号间经过差值延时之后过渡到非重合状态。因此, 第二级游标后的延时差值是对检测分辨率的反映。这样, 全部的三个相位重合检测可以通过正、正、负的“与”逻辑门选通电路判断和选出。当两个信号接近于重合而偏离上述严格的重合情况时, 就不会符合上述逻辑, 从而不能得到最终的检测信息。实验证明在基于长度游标的相位重合检测之后, 检测信息模糊区的宽度接近原始模糊区宽度的 1/3 即大大减少了虚假相位重合点的个数, 使得最终测量的结果更加准确, 其检测工作过程如图 9 所示。

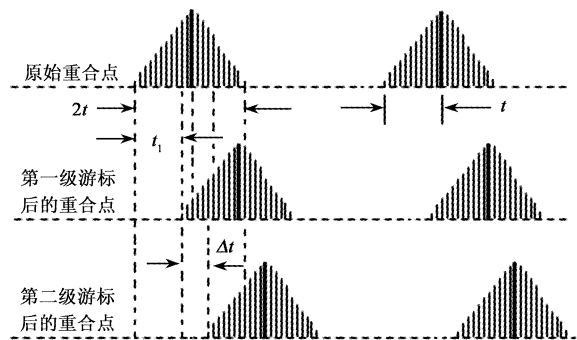


图 9 相位重合检测工作过程
 Fig.9 Phase coincidence detection work process

2.2 噪声信号处理

在基于长度游标的时间间隔测量中, GPS 秒脉冲的前沿作为开门信号, 二级频标的分频信号作为关门信号, 开门信号与关门信号之间的时间间隔即为被测时间间隔^[13-14]。实际上, 这个被测时间间隔就是 GPS 秒脉冲的前沿与被锁频标信号异频鉴相后的相位差(或时差)。由于卫星钟差、星历误差、电离层的附加延时误差、对流层的附加延时误差、多路径误差等动态随机性误差的存在, GPS 秒脉冲的稳定性会受到很大的影响, 这些影响集中表现为

GPS 秒脉冲的前沿跳动,一般为几百 ns,偶尔会达到 1 μs 以上,使得被测时间间隔存在很大的不确定性^[15]。此时如果直接用它来校正被锁频标的频率或产生采样脉冲信号,则频率稳定度一般只能达到 10⁻⁷/s 量级。如果不及时间进行处理,测量的高精度会被秒信号的前沿跳动误差所淹没,根本体现不出高分辨率时间间隔测量的优势,所以也不可能在短时间内获得较高的锁定精度。根据 GPS 秒信号所含误差的性质,这里采用以最小均方误差为准则的多尺度卡尔曼滤波对 GPS 信号噪声进行处理,以期获得被测时间间隔的最优估计。

2.2.1 多尺度信号

在 GPS 频标锁定系统中,信号传输系统的数学模型有如下形式:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau)x(t-\tau) d\tau + n(t) \quad (4)$$

其中, $y(t)$ 为接收信号; $x(t)$ 为具有 1/f 特性的输入信号; $h(\tau)$ 为传输系统的脉冲响应,是时变信号; $n(t)$ 为均值为零的高斯白噪声。这里对待处理的信号 $x(t)$ 进行多尺度描述。故 $x(t)$ 的近似项 $A_k x(t)$ 在第 k 尺度(分辨率为 2^k) 为:

$$A_k x(t) = \sum_m [A_k^d x](m) \phi_k^m(t) \quad (5)$$

其中, $\phi_k^m(t) = \phi(2^k t - m)$, 所以 $\phi(t)$ 为基本尺度函数,那么由分辨率 2^k 的近似项 $A_k x(t)$ 到分辨率 2^{k+1} 的近似项 $A_{k+1} x(t)$ 为:

$$\begin{aligned} D_k x(t) &= A_{k+1} x(t) - A_k x(t) \\ &= \sum_m [D_k^d x](n) \varphi_k^m(t) \end{aligned} \quad (6)$$

这里, $\varphi_k^m(t) = \varphi(2^k t - m)$, 所以 $\varphi(t)$ 为小波基。由近似项系数 $[A_k^d x](m)$ 和细节项系数 $[D_k^d x](m)$ 可得:

$$[A_k^d x](m) = \sum_l \bar{h}(2m-l) [A_{k+1}^d x](l) \quad (7)$$

$$[D_k^d x](m) = \sum_l \bar{g}(2m-l) [A_{k+1}^d x](l) \quad (8)$$

$$[A_{k+1}^d x](m) = \sum_l \{h(m-2l)\} [A_{k+1}^d x](l) + g(m-2l) [D_k^d x](l) \quad (9)$$

其中,

$$h(m) = \int \phi_{-1}^0(t) \phi_0^m dt, g(m) = \int \varphi_{-1}^0(t) \varphi_0^m(t) dt$$

而且 $\bar{h}(m) = h(-m)$, $\bar{g}(m) = g(-m)$, 也就是说, $\bar{h}(m)$ 和 $\bar{g}(m)$ 分别是 $h(m)$ 和 $g(m)$ 镜像滤波器。

2.2.2 多尺度卡尔曼滤波算法

假设在 l 时刻相位差的真值用 x_l 表示,它构成

状态变量 X_L , 这里 $X_L = (x_l)$ 。观测数据 $y(l) = H(l)X(l) + W(l)$, 其中, $H(l)$ 为观测矩阵, $X(l)$ 为要估计的相位差值, $W(l)$ 为观测噪声。则观测数据的小波系数列为:

$$y_i[m] = d_i[m] + W_i[m], i = 1, 2, 3, \dots$$

其中, $d_i[m]$ 是相位差数据的小波系数列; $W_i[m]$ 为观测噪声项,其均值为零,方差为 δ_w^2 。

用 ARMA 模型在时间尺度域进行近似模拟,得到

$$\begin{aligned} d_i[n] &= \sum_{j=1}^q \phi_j^i d_i[m-j] + e_i[m] \\ &= \phi^i x_i[m-1] + e_i[m] \end{aligned} \quad (10)$$

其中, $\{e_i[m], m \in N\}$ 为模型噪声项, q 为 AR 模型的阶数,则 q 的矢量模型空间可以定义为

$$x_i[m-1] = (d_i[m-1], \dots, d_i[m-q])^T$$

$$\phi^i = (\phi_1^i, \phi_2^i, \dots, \phi_q^i)$$

AR 模型的系数可以由下式给出

$$\phi^i = h_i R_{x_i[m-1]}^{-1} \quad (11)$$

其中,

$$\delta_e^2 = R_i(0) - h_i R_{x_i[m-1]}^{-1} h_i^T,$$

$$h_i = (R_i(1), R_i(2), \dots, R_i(q)),$$

$$R_{x_i[m-1]} = \begin{bmatrix} R_i(0) & R_i(1) & \dots & R_i[q-1] \\ R_i(1) & R_i(0) & \dots & R_i[q-2] \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ R_i[q-1] & R_i[q-2] & \dots & R_i[0] \end{bmatrix}$$

这里, $R_i[m]$ 是 $x_i(l)$ 小波系数列在尺度 i 的相关函数。

基于 $x_i[m]$ 的定义,状态空间模型可以由式 (10) 得出,

$$x_i[m] = F_i x_i[m-1] + G e_i[m]$$

$$y_i[m] = H_i x_i[m] + W_i[m] \quad (12)$$

其中,

$$G = (1, 0, \dots, 0)^T, H = (1, 0, \dots, 0)$$

$$F_i = \begin{bmatrix} \phi_1^i & \phi_2^i & \dots & \phi_p^i \\ 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

由此得出小波系数列 $\{d_i[m], m \in N\}$, 使用卡尔曼滤波器可以得到相位差数据的估计值 $\hat{x}_i[m]$ 。

$$\hat{x}_i[m] = (\hat{d}_i[m, m], \hat{d}_i[m, m-1], \dots, \hat{d}_i[m, m-q+1])^T$$

根据上述分析, GPS 信号噪声处理的卡尔曼滤波算法具体步骤如下:

(1) $C_i[m]$ 表示 $x_i[m]$ 仅含相位差真值的一个分量与其多尺度卡尔曼估计 $\hat{x}_i[n]$ 之间的均方误差矩阵, 给定一个初值 $C_i[0]$, 根据 $n + 1$ 时刻滤波的均方误差矩阵即误差的协方差矩阵 $p_i[m + 1]$ 计算出 $p_i[1]$ 。

$$p_i[m + 1] = \phi_i[m + 1, m] C_i[m] \phi_i^T[m + 1, m] + \delta_e^2 \quad (13)$$

其中, $p_i[m]$ 为状态变量 $x_i[m]$ 与其在无观测噪声与模型噪声条件下的估计 $\hat{x}_i[m]$ 之间的均方误差矩阵, δ_e^2 为模型噪声方差, 具体见式(11)。

(2) 得到 $p_i[1]$ 后, 根据卡尔曼增益矩阵 $K_i[m]$ 求出 $K_i[1]$ 。

$$K_i[m] = P_i[m] H_i^T [H_i P_i[m] H_i^T + \delta_w^2]^{-1} \quad (14)$$

其中, δ_w^2 为观测噪声项 $W_i[m]$ 的协方差矩阵。

(3) 根据下式求出 $m = 1$ 时刻的状态变量估计值 $\hat{x}_i[1]$ 即 $m = 1$ 时刻相位差的卡尔曼估计值。

$$\begin{aligned} \hat{d}_i^1[m] &= (1, 0, \dots, 0) \hat{x}_i[m] \\ &= \phi_i[m, m - 1] \hat{x}_i[m - 1] + K_i \{ y_i[m] - H_i \phi_i[m, m - 1] \hat{x}_i[m - 1] \} \end{aligned} \quad (15)$$

(4) 将 $p_i[1]$ 代入下式求得 $m = 1$ 时刻的估计协方差矩阵 $C_i[1]$, 然后进入下次循环。

$$C_i[m] = (I - K_i[m] H_i) p_i[m] \quad (16)$$

(5) 取 $C_i[0] = E[(x[0] - \hat{x}_i[0])^T (x[0] - \hat{x}_i[0])] = \text{Var}(x[0])$, 用这个值对滤波器进行初始化, 这样会使卡尔曼滤波器的收敛速度加快。

经过上述步骤后, 最终获得所需要的 $\hat{x}_i[n]$ 即处理后的相位差值或时间间隔值, 滤波过程如图 10 所示。

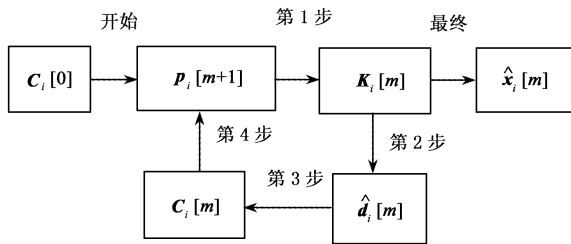


图 10 卡尔曼滤波过程

Fig. 10 Kalman filter process

3 实验结果及分析

基于 GPS 的新型二级频标锁定系统目前已制作出样机, 为了验证样机的实际锁定精度, 这里使用了本实验室研制的 XDU - 2008 型频率测量仪(频率稳定度为 $10^{-13}/s$ 量级)。实验所用的压控高稳定度晶体振荡器的标称频率是 10MHz, 日老化率优于 5×10^{-10} , 频率准确度优于 5×10^{-10} , 秒级稳定度优于 5×10^{-12} 。使用 OSA 公司生产的超高稳定度 8607 5MHz OCXO(精度为 $10^{-13}/s$ 量级)作为频率合成器 HP8662A 的频标信号, 合成输出 10.000010MHz 作为 XDU - 2008 型频率测量仪的外频标, 被测频率为本系统锁定后的输出, 部分实测数据如表 1 所示。

表 1 频率测量实验结果

测量时间 /h:min:s	频率测量结果/Hz	测量时间 /h:min:s	频率测量结果/Hz
10:18:01	9999999.855512	10:18:16	9999999.855743
10:18:02	9999999.855528	10:18:17	9999999.855748
10:18:03	9999999.855527	10:18:18	9999999.855754
10:18:04	9999999.855537	10:18:19	9999999.855768
10:18:05	9999999.855556	10:18:20	9999999.855772
10:18:06	9999999.855561	10:18:21	9999999.855792
10:18:07	9999999.855584	10:18:22	9999999.855856
10:18:08	9999999.855618	10:18:23	9999999.855872
10:18:09	9999999.855632	10:18:24	9999999.856075
10:18:10	9999999.855643	10:18:25	9999999.856137
10:18:11	9999999.855662	10:18:26	9999999.856280
10:18:12	9999999.855677	10:18:27	9999999.856398
10:18:13	9999999.855688	10:18:28	9999999.856534
10:18:14	9999999.855702	10:18:29	9999999.856684
10:18:15	9999999.855512	10:18:30	9999999.856857

由 XDU - 2008 型频率测量仪测出本系统的频率稳定度为 $8.1 \times 10^{-12}/s$, 频率准确度为 3.7×10^{-11} , 较锁定之前伺服晶振的频率特性指标有了显著的提高, 输出频率的短稳特性基本能保持晶振本身的水平, 并能在本地被控晶体振荡器上有效地复现 GPS 标准信号的长期稳定性和准确度。在实际应用中, 由于接收到的 GPS 标准信号可能会受到干扰等影响, 所以锁定时间会有所加长, 稳定度会有所下降^[16]。

4 结论

提出了一种基于 GPS 的二级频标锁定系统。

利用异频鉴相新原理和群周期的基本理论,结合信号的时空关系,设计出了基于长度游标的时间间隔测量仪,提高了二级频标的锁定精度。为了充分发挥高精度时间间隔测量仪在二级频标锁定系统中的优势,GPS 噪声处理采用了基于小波变换的多尺度 Kalman 滤波器。Kalman 滤波器不仅具有优越的估计性能,数据存储量小,适用于实时处理,而且在 GPS 信息中断或失效时,能够依据正常工作状态时噪声的观测模型对时差数据进行滤波、估计,保证 GPS 伺服晶振输出信息的完整性和准确性。将多尺度 Kalman 滤波算法应用于 GPS 信号噪声处理,这在时间同步技术中是一个新的突破,它不再是单纯依靠传统 Kalman 滤波器优越的估计性能,而是将小波的基本理论应用于 GPS 噪声的处理中。实验证明其锁定精度达到了 $10^{-12}/s$ 量级,输出频率的短稳性能保持晶体振荡器本身的水平,并能在被控晶体振荡器上有效地复现 GPS 标准信号的长期稳定性和准确度,达到了锁定二级频标和提高晶体振荡器性能的目的。

参 考 文 献

- [1] Cheng C L, Chang F R, Tu K Y. Highly accurate real-time GPS carrier phase-disciplined oscillator [J]. IEEE Trans on Instrumentation and Measurement, 2005, 54(2): 819 - 824.
- [2] 张莹,周渭,梁志荣. 基于 GPS 锁定高稳晶体振荡器技术的研究 [J]. 宇航计测技术, 2005, 25 (1): 54 - 58. [Zhang-ying, Zhou-wei, Liang Zhi-yong. Research of techniques to lock high-stability crystal oscillators based on GPS [J]. Journal of Astronautic Metrology and Measurement, 2005, 25 (1): 54 - 58.]
- [3] Zhou W. Equivalent phase comparison frequency and its characteristics [C]. Proceedings of the 2008 IEEE Frequency Control Symposium, Chicago, USA, 2008: 468 - 470.
- [4] Du B Q, Zhou W, Dong S F, et al. Group-period phase comparison method based on equivalent phase comparison frequency [J]. Chinese Physics Letter, 2009, 26 (7): 070602.
- [5] Li Z Q, Zhou W, Miao M. A super high resolution distance measurement method based on phase comparison [J]. Chinese Physics Letter, 2008, 25(8): 2820.
- [6] Du B Q, Zhu W. Super-high resolution time interval measurement method based on time - space relationships [J]. Chinese Physics Letter, 2009, 26(10): 100601.
- [7] 屈八一,周渭. 基于双频信号相位重合点的秒信号产生法 [J]. 西安电子科技大学学报, 2008, 35 (5): 900 - 902. [Qu Ba-yi, Zhou Wei. Method for obtaining a second signal based on the phase coincidence sign between two frequency signals [J]. Journal of Xidian University, 2008, 35 (5): 900 - 902.]
- [8] 杜保强,周渭,陈法喜,等. 一种新型超高精度频标比对系统的设计 [J]. 仪器仪表学报, 2009, 30 (5): 967 - 972. [Du Bao-qiang, Zhu Wei, Chen Fa-xi, et al. New design for ultra-high precision frequency standard comparison system [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2009, 30 (5): 967 - 972.]
- [9] 王海,周渭,宣宗强,等. 一种新的时间间隔测量方法 [J]. 西安电子科技大学学报, 2008, 35(2): 267 - 271. [Wang Hai, Zhou Wei, Xuan Zong-qiang, et al. Novel short time interval measurement method [J]. Journal of Xidian University, 2008, 35(2): 267 - 271.]
- [10] Zhou H, Zhou W. A time and frequency measurement technique based on length vernier [C]. Proceedings of the 2006 IEEE International Frequency Control Symposium, Los Angeles, USA, 2006: 267 - 272.
- [11] 偶晓娟,周渭. 基于时 - 空关系的时间间隔与频率测量方法研究 [J]. 仪器仪表学报, 2006, 19 (4): 36 - 39. [Ou Xiao-juan, Zhou Wei. Research on the method of time interval and frequency measurement based on the relationship of time - space [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2006, 19 (4): 36 - 39.]
- [12] 王斌,周渭. 长度游标在精密时频中的应用 [J]. 计量技术, 2007 (9): 35 - 37. [Wang Bin, Zhou Wei. Application of length vernier in precise time and frequency [J]. Metrologica Technique, 2007(9): 35 - 37.]
- [13] 偶晓娟,周渭. 基于系数相关性的多尺度 Kalman 滤波器组的 GPS 共视观测数据算法 [J]. 吉林大学学报(工学版), 2006, 36 (4): 599 - 603. [Ou Xiao-juan, Zhou Wei. Multiscale Kalman filters algorithm for GPS common - view observation data based on correlation structure of discrete wavelet coefficients [J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2006, 36 (4): 599 - 603.]
- [14] McFerran J J, Hartnett J G. An optical beam frequency reference with 10^{-14} range frequency instability [J]. Applied Physics Letters, 2009, 95 (3): 031103.
- [15] Ou X J, Zhou W, Wang H, et al. Study on GPS common-view observation data with multiscale Kalman filter algorithm [C]. Proceedings of the 2004 IEEE International Frequency Control Symposium, Los Angeles, USA, 2004: 489 - 493.
- [16] 刘芸,周渭. 集成式压控型温补晶体振荡器的二次补偿 [J]. 宇航计测技术, 2003, 23 (3): 47 - 51. [Liu Yun, Zhou Wei. Secondary compensation on VCTCXO [J]. Journal of Astronautic Metrology and Measurement, 2003, 23 (3): 47 - 51.]

作者简介:杜保强(1973 -),男,西安电子科技大学博士研究生,主要研究方向为信号与信息处理,高精度时频测控技术,测试计量技术及仪器。
通信地址:西安市太白南路2号西安电子科技大学信息处理研究所(710071)
电话:(029)88206910
E-mail:dubaoqiang@yeah.net