

基于异频相位处理的新型氢原子频标锁相系统

杜保强^{1,2}, 周 渭¹

(1. 西安电子科技大学信息处理研究所, 陕西西安 710071; 2. 河南职业技术学院信息工程系, 河南郑州 450046)

摘 要: 在等效鉴相频率的基础上, 提出了一种新型氢原子频标锁相系统的设计方案. 利用频率信号间相位差变化的规律性, 无需频率归一化便可完成相互间的线性相位比对即异频鉴相. 将异频鉴相应用于主动型氢原子频标的锁相环路中, 通过参考信号和被锁信号间等效鉴相频率的合理选择, 可以做到异频率信号间的直接鉴相并能获得很高的锁相精度. 实验结果表明了该设计方案的科学性和先进性, 其锁相精度可达 $10^{-12}/s$ 量级, 与传统氢原子频标锁相系统相比具有电路简单, 锁相精度高, 附加噪声小, 可以异频直接锁相等特点, 因而在导航定位、空间技术、通讯、计量、精密时频测控等领域获得广泛应用.

关键词: 群周期; 异频鉴相; 群相移; 异频锁相; 氢原子频标

中图分类号: TM935.115 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 06-1262-06

Novel Phase-Locked System of Hydrogen Maser Frequency Standard Based On Different Frequency Phase Processing

DU Bao-qiang^{1,2}, ZHOU Wei¹

(1. Institute of Data and Information Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;

2. Department of Information Engineering, Henan Vocation and Technical College, Zhengzhou, Henan 450046, China)

Abstract: A novel design scheme of phase-locked system of hydrogen maser frequency standard is proposed based on equivalent phase comparison frequency. Using the regularity of the variation of phase difference between frequency signals, linear phase comparison is possible without the same frequency between them, namely different frequency phase comparison. If different frequency phase comparison is used in PLL of the hydrogen maser frequency standard, through suitable choice of the equivalent phase comparison between reference signal and locked signal, we can directly compared phase between different frequency signals and obtain very high phase-locked precision. Experimental results show that the design scheme is advanced and scientific. Its phase-locked precision can reach the order of magnitude of $10^{-12}/s$. Compared to traditional phase-locked system of hydrogen maser frequency standard, the system is high in phase-locked precision, simple in circuit structure, small in additional noise, and can be direct phase comparison between different frequency signals. Thus it is widely used in navigation positioning, space technology, communication, metrology, precise time-frequency measurement and control and so on.

Key words: group periods; different frequency phase comparison; group phase shift; different frequency phase-locked; hydrogen maser frequency standard

1 引言

氢原子频标是至今为止除极短测量时间间隔外最稳定的频率标准. 原子振荡器所产生的微波信号频率为 1420405750 Hz, 且功率只有 $10^{-13} W$ 数量级. 氢脉泽信号频率是由氢原子基态的两超精细能态的跃迁所决定, 输出信号由原子与振荡频率为 1420 MHz 的微波腔共振产生. 高能态的氢原子由六极态选择器选出, 进入放置在微波腔中央的储存泡中. 原子储存泡可以限制一级多普

勒效应, 它内层涂以 Teflon 薄膜以增加处于高能态氢原子的寿命, 实际上处于高能态氢原子寿命可以达到 1 s 左右, 因此, 原子跃迁线可以达到 10^9 数量级^[1]. 但是氢脉泽的输出频率 $f_H = 1420405750XXXX Hz$, 最后四位数是由工作磁场、二级多普勒效应及壁移决定, 输出信号是分数频率且功率非常小, 直接应用是不可能的. 所以必须设计一个灵敏的接收机且必须包括一个晶体振荡器和频率综合器并使晶体振荡器的相位锁定于氢脉泽信号. 这样可以实现把氢脉泽频率稳定度转移到晶体振

荡器上^[2].传统的氢原子频标的锁相系统由于原子能级跃迁产生的微波信号频率往往与最终要输出的信号频率关系非常复杂,所以必须进行多次混频、倍频、频率合成等频率变换,实现频率归一化即同频鉴相后,才能进行锁相.这样不但电路结构复杂,成本高,而且每一个频率变换环节都会引入附加噪声,最终影响输出信号的短期稳定性和相位噪声指标.针对传统氢原子频标锁相系统存在的这种缺陷,本文提出了一种基于异频相位处理的新型氢原子频标锁相系统的设计方案.该方案从原理上改进和简化锁相环路,利用频率信号间群相移变化的规律性,不必使它们频率相同就可以完成相互间的线性比相.这样,不仅可以降低整个锁相系统的复杂性和成本,而且还有利于进一步减小系统的本底噪声.

2 系统原理

频率信号除各自的周期性变化特性之外,能够对鉴相、锁相及控制起重要作用的主要是频率信号间群相移变化的规律性,而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].设两异频信号 f_1 和 f_2 , 周期分别为 T_1 和 T_2 . 若 $f_1 = Af_{\max}$ 和 $f_2 = Bf_{\max}$, 其中 A 和 B 是两个互素的正整数且 $A > B$, 则称 $f_{\max}$ 为它们之间的最大公因子频率, $f_{\max}$ 的倒数为最小公倍数周期 $T_{\min c}$, 则有:

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

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

当两异频信号关系固定、没有进一步的相对频率变化即 $f_1:f_2$ 严格等于 $A:B$ 时, 它们的频率关系如图 1 所示.

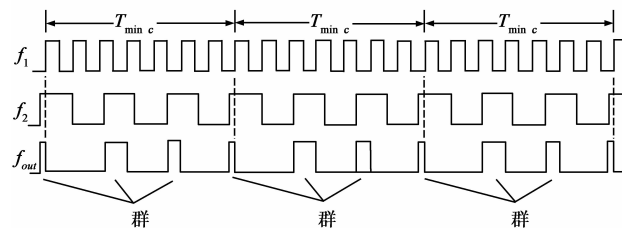


图1 两异频信号间的相互关系

由图 1 可知, 以 f_2 为参考信号, 在每一个最小公倍数周期 $T_{\min c}$ 内, 相位差的大小互不相等而且在排列上也没有任何规律, 但相邻相位差的差 ΔT 却是固定不变的, 其大小等于发生满周期变化的相位差 T_1/B , 且在排列上呈现线性变化. 故结合式(1)、(2)则有以下式:

$$\Delta T = T_1/B = f_{\max}/(f_1 f_2) = 1/(ABf_{\max}) \quad (3)$$

$$\text{令} \quad f_{\text{equ}} = ABf_{\max} \quad (4)$$

则式(3)简化为

$$\Delta T = 1/f_{\text{equ}} = T_{\text{equ}} \quad (5)$$

这里, ΔT 被称为两异频率信号之间的量化相移分辨率, 它反映了两异频信号间出现相邻的相位重合状况所发生的相位移即恰好对应一个等效鉴相周期 T_{equ} . 它的大小与两异频信号频率的乘积成反比, 而与它们之间的最大公因子频率成正比. 对于两确定的异频信号, 它是一个固定不变的数. 因此, 要使两比对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; f_{equ} 被称为等效鉴相频率, 它是异频信号间相互相位及频率关系的重要表征, 但对它的分析却是建立在时间或相位基础之上的. 由式(4)可知, 由于等效鉴相频率远大于比对信号间任一信号的频率, 因而以它为基础的相位比对, 可获得更高的测量分辨率^[4,5]. 通常情况下, 由等效鉴相频率所表现出来的相位比对状况被称为异频鉴相即不同频信号之间的一种鉴相, 其原理如图 2 所示.

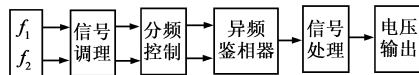


图2 基于等效鉴相频率的异频鉴相电路

图 2 中对异频鉴相输出的信号处理采用脉冲平均的方法, 就是对图 1 中鉴相输出 f_{out} 的所有相位差状况进行积分, 对应的是相位重合过程, 其满周期值是等效鉴相周期.

对于频率标称值不同且频率关系严格固定的信号, 通常在连续周期内很难发现它们之间相位差变化的规律性. 但若以最小公倍数 $T_{\min c}$ 为周期, 把一个 $T_{\min c}$ 内的所有相位差集合为一个群, 则每个 $T_{\min c}$ 内对应相位差的值和排列都是完全一样的. 也就是说, 每个 $T_{\min c}$ 内的相位差以群为周期对应相等, 称之为群对应. 群对应相等是异频相位比对中的一种理想情况. 在实际的信号相位比对中, 由于外界的各种干扰, 频率信号间往往具有相位扰动和频率漂移现象. f_1 和 f_2 之间往往不能严格保持互成倍数的关系而是存在着微小频差 Δf 即 $f_1:f_2$ 并不严格等于 $A:B$. 这使得群与群之间会发生平行的移动, 称之为群相移. 在群相移存在情况下进行的异频相位比对才是普遍意义上的、符合实际情况的相位比对, 它反映了异频率信号在比对时的真实频率关系, 如图 3 所示.

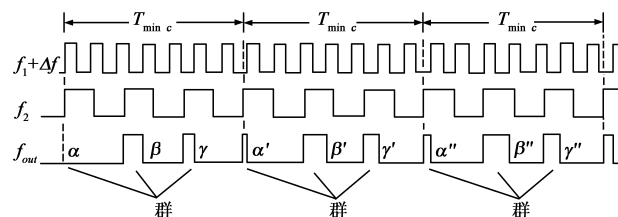


图3 具有微小频差的频率关系

图 3 中的 $\alpha, \alpha', \alpha'', \beta, \beta', \beta''$ 和 $\gamma, \gamma', \gamma''$ 分别是三个相邻的群所包含的对应相位差. 由图 3 可知, 各对应相位差在群与群之间呈现递增变化, 但是它们的变化范围却有限, 即增加到具有较小周期信号的周期值(最大相位差值)就又返回到相位重合状态(最小相位差值). 所以在存在微小频差的比对中, 相位变化的过程出现相位重合的概率较大. 每种相位重合也成为了对应相位差的最大和最小之间的界限(最大与最小之间的临界状态). 对于任意频率信号之间相位差变化的连续性, 并不发生在各个 $T_{\min c}$ 之内, 而是发生在以 $T_{\min c}$ 为间隔的由相位差组成的群之间. 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的附加相对频差以及相位差的变化. 在图 3 中, 各群内相位差的排列均不相同, 但各群中对对应相位差的变化趋势却具有相同的规律. 对于群内的任何一个相位差, 只是依次增加或减少了由 Δf 引起的相位漂移 Δt . 当两异频信号间的初始相位差为零时, 容易得到相位漂移

$$\Delta t = AT_1 - BT_2 = \frac{A}{Af_{\max c} + \Delta f} - \frac{B}{Bf_{\max c}} = \frac{A}{Af_{\max c} + \Delta f} - \frac{1}{f_{\max c}} \quad (6)$$

由式(6)可知, 当 $\Delta f < 0$ 时, $\Delta t > 0$, 即各相位差依次增加, 达到最大相位差时再返回最小相位差状态; $\Delta f > 0$ 时, $\Delta t < 0$, 即各相位差依次减小, 达到最小相位差时再返回到最大相位差状态; $\Delta f \rightarrow 0$ 时, $\Delta t \rightarrow 0$, 此时各群内相位差变化不大, 但随着时间的累积, 群内各相位差在群之间的连续性变化就会体现出来. 对于群中的任何一个相位差, 从最小状态至最大状态或者相反过程, 又或者是从某一相位差状态经历变大或变小的过程再回到这一相位差状态, 这样的过程所经过的时间就是群相位差变化的周期, 被称为群周期, 一般用 T_{gp} 表示. 群周期正对应了两相位重合点间的时间间隔, 且等于若干个 $T_{\min c}$, 也就是 $T_{gp} = nT_{\min c}$, 其中 n 为大于零整数. 在一个群周期内, 群相移 T_{gs} 的大小等于量化相移分辨率 ΔT , 恰好是一个等效鉴相周期 T_{equ} , 即

$$T_{gs} = \Delta T = T_{equ}$$

实验证明异频鉴相输出经信号处理后的电压波形为锯齿波, 如图 4 所示.

其中, U_F 是对每个 $T_{\min c}$ 中的异频鉴相输出波形进行电压平均的结果, A, B, C 为相位

重合点. 每个 $T_{\min c}$ 中含有 B 个正脉冲, 而每个正脉冲的脉宽最大变化量为 T_{equ} , 所经历的时间为 T_{gp} . 由于由 Δf 引起的输出电压呈线性变化, 所以可以计算出异频鉴相输出时锯齿波的峰峰值 V_{PPD}

$$V_{PPD} = V_{PPS} \frac{BT_{equ}}{T_{\min c}} = V_{PPS} B \frac{1}{ABf_{\max c}} f_{\max c} = \frac{V_{PPS}}{A} \quad (7)$$

其中 V_{PPS} 是将异频信号分频成同频后再进行鉴相输出的锯齿波的峰峰值. 由于 $A > B$, 有 $V_{PPD} = V_{PPS}/A$; 同理当 $A < B$ 时, 应该是 $V_{PPD} = V_{PPS}/B$. 如图 4 所示, 将 U_F 减去 U_m (这里 U_m 是两异频信号发生等效相位重合时 U_F 的最小值), 再放大 K 倍 ($K = \max[A, B]$), 则其最终输出电压的峰峰值与分频成同频后再鉴相输出电压的峰峰值相同. 这样, 异频鉴相输出电压就相当于两个频率为 f_{equ} 的信号进行同频鉴相时的输出. 通过计算可以证明, 异频鉴相的灵敏度比分频成同频后再鉴相的灵敏度提高了 AB 倍.

3 系统设计方案

氢原子频标的电子线路中, 发挥重要作用的是锁相系统, 而锁相系统最核心的部分是鉴相器, 所以采用异频鉴相新原理对氢原子频标的锁相系统进行设计是简化系统结构、降低成本和减小系统本底噪声的关键.

3.1 传统氢原子频标的锁相系统

3.1.1 锁相系统原理

传统氢原子频标的锁相系统主要有混频器、鉴相器、综合器、压控晶振及环路滤波器组成, 如图 5 所示.

在图 5 中, 压控晶振产生的 5MHz 信号一路送给倍频器, 经过 288 倍频后产生 1440MHz 信号, 与氢激光器产生的 1420405750Hz 的信号进行混频, 得到 19.6MHz 的信号, 19.6MHz 的信号再与 5MHz 信号经过 4 倍频得到的 20MHz 信号混频, 产生一个 405kHz 的信号, 405kHz 的信号再与 5MHz 信号经过 2/25 倍频后的信号混频, 得到一个 5.75kHz 信号. 第二路 5.75kHz 信号送给综合器, 经变换得到 5.75kHz 信号. 这时, 将两个 5.75kHz 的信号送入鉴相器, 产生的误差信号经过滤波, 送到压控晶振, 纠正晶振频偏, 实现了氢原子振荡器对压控晶振频率的自动控制. 这样, 就把晶体振荡器的输出频率锁定在氢原子跃迁的标准频率上. 由此可知, 氢原子频标

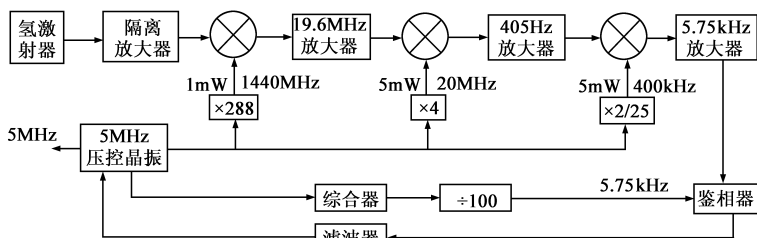


图5 传统氢原子频标锁相系统

中采用的方法是把输出信号的压控晶振的频率通过一个环路锁定到量子部分提供的标准频率上,使晶体振荡器的频率准确度得到了提高.而在这种锁定环路中有频率变换、信号处理等部分,它们产生的噪声或受到的干扰影响了环路对高稳晶振的控制.通过一定的环路滤波和信号处理能减小这种噪声和干扰的影响,但由于锁相线路的复杂性,在锁相电路中引入了很多噪声干扰,比如使用次数较多的混频器.因此,要想彻底减少线路的噪声,必须从原理上改进线路.在简化线路的同时,也就减少了系统引入的附加噪声,同时也提高了锁相的精度.

3.1.2 锁相系统数学模型

为了便于分析,图 5 所示系统可以做进一步简化,如图 6 所示.

设压控晶振的输出频率为 $\omega_q + \phi_q(t)$, 经过倍频综合得到频率和氢脉泽振荡频率相同的信号. 设倍频综合的传递函数是其输出频率和输入频率之比 N_1 . 倍频综合输出信号和氢脉泽振荡输出信号混频.

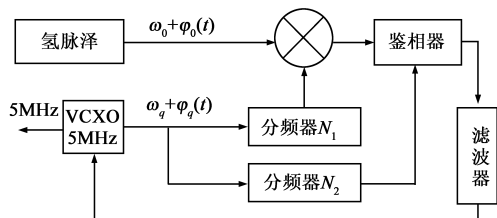


图6 锁相系统简化图

设氢脉泽振荡的角频率为 $\omega_0 + \phi_0(t)$, 则混频器的输出频率 $\omega_i + \phi_i(t)$ 为

$$\omega_i + \phi_i(t) = (\omega_0 - N_1\omega_q) + [\phi_0(t) - N_1\phi_q(t)] \quad (8)$$

混频器的输出与压控晶振的输出经过综合后的信号 $N_2[\omega_q + \phi_q(t)]$ 鉴相. 鉴相后的输出经过滤波, 得到压控晶振的控制电压 $V(t)$, 它的幅度与两信号的相位差成正比, 即

$$V(t) = K_d' \int (\omega_i - N_2\omega_q) dt + \phi_i(t) - N_2\phi_q(t) \quad (9)$$

其中, K_d' 是常数. $V(t)$ 的作用主要是修正压控晶振的频率, 消除相位差. 经过环路的作用最终趋于零, 使压控晶振的相位锁定在原子振荡信号上.

若设 $\Delta\Omega_r(s)$ 是原子振荡频率起伏的拉氏变换, $\Delta\Omega_f(s)$ 是压控晶振自由振荡频率起伏的拉氏变换, $\Delta\Omega_c(s)$ 是受控后压控晶振频率起伏的拉氏变换. 则 $\Delta\Omega_r(s)/s$ 为原子振荡相位起伏的拉氏变换, $\Delta\Omega_c(s)/s$ 为受控后压控晶振相位起伏的拉氏变换. 由此可以得出鉴相输出起伏电压 $\Delta V(s)$ 为

$$\Delta V(s) = K_d' \left[\frac{\Delta\Omega_r(s)}{s} - \frac{\Delta\Omega_c(s)}{s} \right] \quad (10)$$

其中 K_d' 是常数, 表示鉴相灵敏度. 故滤波器的输出电

压 $\Delta V'(s)$ 为

$$\Delta V'(s) = F(s) \Delta V(s) \quad (11)$$

将这个电压加到压控晶振上, 就可得到 $\Delta\Omega_c(s)$,

$$\Delta\Omega_c(s) = \Delta\Omega_f(s) + K_c \Delta V'(s) \quad (12)$$

其中 K_c 表示压控晶振的频率控制斜率.

由式(10)~(12)可以得出环路传递函数

$$\Delta\Omega_c(s) = \frac{\Delta\Omega_f(s)}{1 + G(s)} + \frac{G(s)}{1 + G(s)} \frac{\Delta\Omega_r(s)}{n} \quad (13)$$

其中 $G(s) = nK_c K_d' F(s)/s$, 为环路增益. 若不考虑原子振荡频率的起伏, 则环路传递函数可简化为

$$\Delta\Omega_c(s) = \frac{\Delta\Omega_f(s)}{1 + G(s)} \quad (14)$$

(1) 若环路滤波器的幅频响应在可用的频率范围内是常数, 其增益为 A , 则

$$G(s) = nK_c K_d' A / s \quad (15)$$

令 $\xi = \frac{1}{nK_c K_d' A}$, 代入式(14), 则环路方程为

$$\Delta\Omega_c(s) = \frac{\xi s}{1 + \xi s} \Delta\Omega_f(s) + \frac{\xi s}{1 + \xi s} \frac{\Delta\Omega_r(s)}{n} \quad (16)$$

(2) 若环路滤波器为一阶有源滤波器, 如图 7 所示.

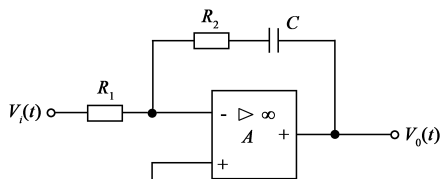


图7 一阶有源滤波电路

在理想情况下其传递函数为^[7]

$$F(s) = \frac{1 + R_2 Cs}{R_1 Cs} \quad (17)$$

则环路增益为

$$G(s) = \frac{nA' K_c K_d (1 + R_2 Cs)}{R_1 Cs} \quad (18)$$

其中 A' 是常数, 表示一阶有源滤波器的增益.

代入式(13), 则环路方程为^[8]

$$\Delta\Omega_c(s) = \frac{\xi \tau_1 s^2}{1 + \tau_2 s + \xi \tau_1 s^2} \Delta\Omega_f(s) + \frac{1 + \tau_2 s}{1 + \tau_2 s + \xi \tau_1 s^2} \frac{\Delta\Omega_r(s)}{n} \quad (19)$$

其中 $\tau_1 = R_1 C$, $\tau_2 = R_2 C$, $\xi = \frac{1}{nA' K_c K_d}$.

3.2 新型氢原子频标的锁相系统

3.2.1 异频锁相原理

将异频鉴相应用于氢原子频标锁相系统中, 可实现异频锁相, 如图 8 所示.

基于异频鉴相的

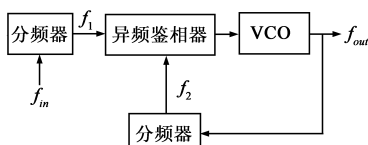


图8 异频锁相原理电路

氢原子频标锁相系统与传统氢原子频标锁相系统最大的区别在于输入鉴相器的两个信号是异频的.图 8 中的 f_1 、 f_2 分别是输入信号 f_{in} 和输出信号 f_{out} 经过适当分频得到的(其中 $f_1 = Af_{maxc}$, $f_2 \approx Bf_{maxc}$).用异频鉴相器的输出电压控制 VCO 的压控端,产生负反馈,进而锁定 f_{out} .异频锁相的精度由异频鉴相器的鉴相灵敏度来决定^[9].由于异频鉴相的灵敏度是分频成同频后的 AB 倍,因此异频锁相的精度也提高了 AB 倍.虽然 AB 的值越大,鉴相灵敏度越高,锁相精度也越高,但异频鉴相输出的线性度受损,同时也会减小锁相电路的跟踪范围和 U_F 的峰峰值.如果 U_F 的峰峰值太小,它的放大就有困难,并且放大器的放大倍数越大,引入的噪声也越大.因此,为了充分发挥异频鉴相、锁相的优势,必须合理选择两分频器的分频值^[10].在鉴相、锁相系统中等效鉴相频率太高或太低都对最后提高鉴相灵敏度和锁相精度不很有利.实验表明,两分频器的分频值使等效鉴相频率在 5MHz 左右效果较好.另外,为了增大锁相电路的跟踪范围并使异频鉴相器保持良好的线性度,还应使 f_{in} 和 f_{out} 锁定后的相位处于等效正交状态.

3.2.2 新型氢原子频标锁相系统设计方案

基于异频相位处理的氢原子频标锁相系统整体设计方案由混频模块、倍频模块、分频模块、异频鉴相模块、信号处理模块、滤波模块和压控振荡器等七部分组成,其中分频模块、异频鉴相模块在 CPLD 中完成.如图 9 所示.图 9 是改进后的新型氢原子频标锁相系统.氢激励器产生的 1420405750Hz 的信号(带有频差 Δf)来锁定一个高精度的 5MHz 的压控晶振,5MHz 信号经过 142 倍频后与氢激励器传递过来的信号进行混频,产生带差频的 405750Hz 信号,再经过分频,得到 750Hz 的信号,差频也被分频后保留了下来.5MHz 压控晶振的另一路输出被分频后,得到 100kHz 的信号,然后与前面得到的带差频的 750Hz 信号进行异频鉴相,再经过低通滤波和信号调理放大,得到一个足够大的电压信号来锁定 5MHz 的压控晶体振荡器.

这样,5MHz 压控晶振的输出信号就保持了氢脉泽的频率稳定度.

4 新型锁相系统实验及分析

4.1 普通频标的锁定实验

普通频标的锁定实验原理如图 10 所示.这里用 5MHz 的 OCXO 对一只指标较差的标称值为 8.448MHz 的 VCXO(压控范围为 ± 1.4 kHz)实现精确锁定.然后用由 OSA 公司生产的 OCXO8607 输出的秒级稳定度为 1.3×10^{-13} 的 5MHz 信号作为的 HP8662A 和

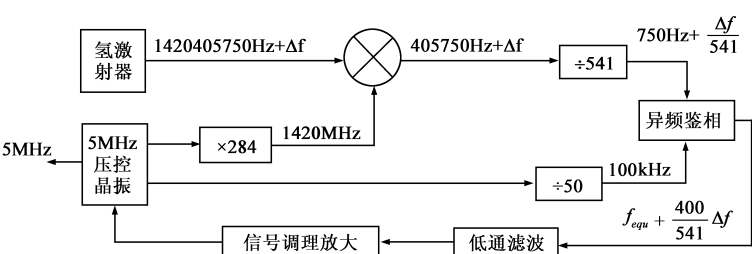


图9 新型氢原子频标锁相系统

HP5370B 的基准源.让 HP8662A 的输出与被测信号频率相差 100Hz 的信号,进入混频器与被测信号混频后得到 100Hz 左右的差拍信号,再用 HP5370B 测差拍信号的频率稳定度,换算得到被测信号的频率稳定度,实验结果如表 1 所示.

表 1 锁定实验和频率稳定度测量结果

状态	频率值/MHz	σ/s	$\sigma/10s$
晶振	4.99998995 ± 1	3.4×10^{-11}	1.8×10^{-11}
锁定前	8.445736863 ± 2	2.6×10^{-8}	3.6×10^{-8}
锁定后	8.447999386 ± 1	2.1×10^{-10}	7.5×10^{-11}

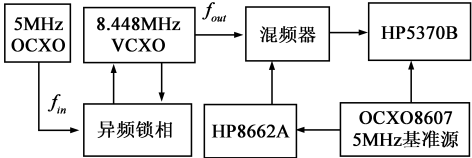


图10 普通频标的锁定及频率稳定度测量

表 1 中的频率值是 HP5370B 以 OCXO8607 为外频标直接测量得到.从表 1 实验数据中可以看出,用 5MHz 秒级稳定度为 3.4×10^{-11} 的 OCXO 作为该锁相环的参考信号 f_{in} ,对称标值为 8.448MHz 秒稳为 2.6×10^{-8} 的压控晶振实现了精确锁定,秒级稳定度提高 2 个数量级以上,10 秒级稳定度提高更多,使 10 秒级稳定度达到 7.5×10^{-11} ,接近输入的频率标准 1.8×10^{-11} 的指标.

4.2 高精度频标的锁定实验

高精度频标的锁定实验原理如图 11 所示.

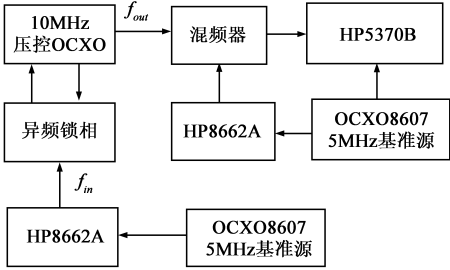


图11 高精度频标的锁定实验

如图 11 所示,用 OCXO8607 输出的秒级稳定度为 1.3×10^{-13} 的 5MHz 信号作为频率合成器 HP8662A 的外频标,产生 5MHz、12.8MHz、16.384MHz 和 38.88MHz 的高指标的信号(经测定,此时由 HP8662A 输出的信号秒级稳定度为 1.1×10^{-12}),分别作为该锁相环的参考信号 f_{in} ,对一只 10MHz 的压控 OCXO(秒级稳定度为 $3.7 \times$

10^{-11} , 压控范围 $\pm 3\text{Hz}$) 进行锁定. 在这个实验中用到两组 OCXO8607 和 HP8662A, 一组用于产生锁相环的输入信号 f_{in} , 另一组用于频率稳定度测量. 锁定后频率稳定度测量结果如表 2 所示.

表 2 锁定后频率稳定度测量结果

f_{in}	5MHz	12.8MHz	16.384MHz	38.88MHz
σ/s	6.2×10^{-12}	6.5×10^{-12}	7.1×10^{-12}	6.6×10^{-12}

表 2 的数据表明, 锁定后该 10MHz 的晶体振荡器的秒级稳定度都进入了 10^{-12} 量级. 可以看出, 用异频锁相的方法使被锁定的振荡器的指标都得到了很大的提高. 如果能进一步降低电子线路的噪声, 并选用更为高速的器件, 并允许两信号在更高的等效鉴相频率下进行异频鉴相, 可以获得更高的指标, 使输出信号的指标更接近输入参考信号的指标.

5 结论

利用自然界中频率信号间的相互关系及相位差变化的规律性, 无需频率归一化便可完成异频信号间的相位控制和比对. 对于异频信号间的高精度锁相, 特别当它们之间的频率没有明显的倍数关系即它们之间的最大公因子频率较小时, 传统的锁相系统由于是基于同频鉴相, 所以要有复杂的频率变换线路, 这样不但成本较高, 而且精度也不易得到保证. 而应用异频相控原理, 可以在很多情况下使锁相电路变得更加简单, 并使两个使用传统锁相技术不易相互锁定的频率信号得到高精度锁定. 基于异频相位处理的新型锁相系统较传统的锁相系统具有电路简单, 锁相精度高, 附加噪声小, 可以异频直接锁相等特点, 可以简单地仅用一个高指标的频率源来锁定其他不同标称值的频率源, 从而得到不同频率值的高指标信号. 将异频相位处理技术应用于主动型氢原子频标的锁相系统中, 通过参考信号和被锁信号间等效鉴相频率的合理选择, 可以做到不同频率信号间的直接鉴相并能获得很高的锁相精度. 锁定后压控晶振的频率不仅与氢脉泽信号相关而且能充分反映其频率稳定度, 从而实现了传统主动型氢原子频标锁相系统的改造.

参考文献:

- [1] 张为群, 林传富. 氢原子钟的设计改进与性能[J]. 仪器仪表学报, 2001, 22(6): 648 – 651.
Zhang Wei-qun, Lin Chuan-fu. Design improvement and performance of the atomic hydrogen clock[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2002, 22(6): 648 – 651. (in Chinese)
- [2] 彭科, 张燕军. SOHM-4 型氢原子钟的设计改进与初步性能[J]. 时间频率学报, 2004, 27(1): 41 – 47.
Peng Ke, Zhang Yan-jun. Design improvement and performance expectation of hydrogen maser SOHM-4[J]. Journal of Time

and Frequency, 2004, 27(1): 41 – 47. (in Chinese)

- [3] Zhou Wei. The greatest common factor frequency and its application in the accurate measurement of periodic signals[A]. Proceedings of the 1992 IEEE Frequency Control Symposium[C]. Honolulu, HL: IEEE, 1992. 270 – 273.
- [4] LI Zhiqi, Zhou Wei. A super high resolution distance measurement method based on phase comparison[J]. Chinese Physics Letter, 2008, 25(8): 2820 – 2822.
- [5] Zhou Wei, Zhou Hui. Equivalent phase comparison frequency and its characteristics[A]. Proceedings of the 2008 IEEE frequency control symposium [C]. Los Angeles, USA: IEEE, 2008. 468 – 470.
- [6] Zhou Wei, Xuang Zongqiang. A novel frequency measurement method suitable for a large frequency ratio condition[J]. Chinese Physics Letters, 2004, 21(5): 786 – 788.
- [7] 宁俊松, 罗正祥, 羊恺, 等. 宽阻带平面低通滤波器的设计[J]. 电子学报, 2008, (2): 342 – 345.
Ning Zunsong, Luo Zhengxiang, Yang Kai, et al. Design of broad-stopband planar lowpass filters[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(2): 342 – 345. (in Chinese)
- [8] 赖晓平. 二维线性相位 FIR 滤波器设计的投影最小二乘算法[J]. 电子学报, 2006, (6): 1036 – 1040.
Lai Xiaoping. Projected least-squares algorithms for constrained FIR filter design with linear equality constraints[J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 33(6): 1036 – 1040. (in Chinese)
- [9] CHEN Fa-xil. A novel PLL based on phase comparison between two signals with different frequencies[A]. Proceeding of the 2008 International Frequency Control Symposium[C]. Los Angeles, USA: IEEE, 2008. 156 – 158.
- [10] Heydari, et al. Analysis of the PLL jitter due to power/ground and substrate noise[J]. Circuits and Systems IEEE Transactions, 2004, 51(12): 2404 – 2416.

作者简介:



杜保强 男, 1973 年生于河南民权, 现为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.

E-mail: dubaoqiang2008@yeah.net



周 渭 男, 1946 年生于广东开平, 日本井冈大学博士, 现为西安电子科技大学教授, 博士生导师, IEEE 国际频控年会技术程序委员会委员, 我国著名时频测控专家, 主要研究方向为时频测控技术, 测试计量技术及仪器, 传感器信号处理等. E-mail: wzhou@xidian.edu.cn

