

文章编号:1001-2486(2007)04-0116-05

## 石英角速率传感器数字相关检测技术研究\*

吴美平, 罗 兵, 郭理彬

(国防科技大学 机电工程与自动化学院, 湖南 长沙 410073)

**摘 要:**为提高石英角速率传感器(QRS)的测量性能,提出了基于数字相关检测技术的 QRS 信号解调方案。该方案需将一组互相正交的参考信号作为两个相关器的输入,能够同时分离出 QRS 敏感信号相对于参考信号的同相分量和正交分量。通过角速度提取算法可由以上分量进一步得到输入角速度。分析了实现参考通道功能的两种方法:锁相环(PLL)和 Hilbert 变换,通过对这两种方法的对比得知,PLL 更适合作为 QRS 相关检测的参考通道。

**关键词:**石英角速率传感器;相关检测;锁相环;Hilbert 变换

**中图分类号:**U666.12 **文献标识码:**A

## Study on Digital Correlation Detection Technology of Quartz Rate Sensor

WU Mei-ping, LUO Bing, GUO Li-bin

(College of Mechatronics Engineering and Automation, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

**Abstract:** A method for quartz rate sensor (QRS) using digital correlation detection is proposed to improve the performance of QRS. It requires a pair of orthogonal signals as input of two correlators, which can extract the in-phase and quadrature-phase component from QRS' readout signal. Then the input angular rate will be obtained from these two components. A reference channel is used to generate a pair of orthogonal signals. Phase-locked loop (PLL) and Hilbert transform can be used as the reference channel. By comparison it is concluded that the PLL has better performance than Hilbert transform.

**Key words:** quartz rate sensor; correlation detection; phase-locked loop; hilbert transform

石英角速率传感器(QRS)是采用微机械加工技术制造出来的惯性传感器,它具有可靠性高、尺寸小、寿命长、成本低、能在恶劣条件下工作的特点,在军事和民用方面具有广泛的应用前景。

如图 1 所示,驱动信号由 A/D 转换成数字信号,采样频率为 100kHz,它作为参考通道的输入。参考通道通过对驱动信号移相,输出一组相位相差 90°的正交信号分别作为两个相关器的输入,参考通道可以由锁相环和 Hilbert 变换两种方法实现。当 QRS 绕其敏感轴转动时,由于哥氏力的作用,读出音叉产生垂直于音叉平面方向的振动(y 方向),这个敏感振动通过压电效应转换为电荷信号。敏感电荷信号经电荷放大器、滤波放大电路放大到合适的电平,它包含角速度  $\Omega$  的信息,利用 A/D 对其采样,在数字信号处理器(DSP)中完成对角速度  $\Omega$  的提取。相关器由乘法器和低通滤波器组成,乘法器对参考信号和角速度信号混频,低通滤

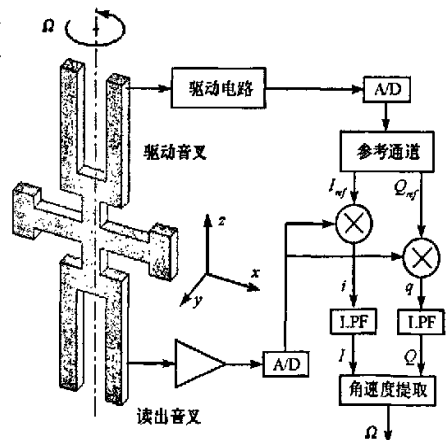


图 1 QRS 系统结构图

Fig. 1 Configuration of QRS

\* 收稿日期:2006-12-30

作者简介:吴美平(1970—),男,副教授,博士。

波器取出混频之后的差频(低频)分量。两个相关器可以同时输出敏感信号的同相分量  $I$  和正交分量  $Q$ , 利用这两个分量还可获得被测信号的幅值和相位信息。利用 A/D 把模拟信号转换成数字信号, 在 DSP 中利用相关检测技术提取角速度  $\Omega$ , 能够方便地对 QRS 的信号进行误差补偿, 提高电路的灵活性, 同时微惯性测量单元也可以集成到 DSP 中<sup>[2]</sup>。

QRS 的输出信号主要包括哥氏力引起的稳态、暂态输出信号, 此外还有误差信号和噪声。本文将输出信号分解为与角速度信号正交和同相的两个分量, 正交分量主要由机械耦合造成的正交误差<sup>[3]</sup>等组成, 同相分量由寄生哥氏力信号<sup>[4]</sup>等组成, 它们的频率都等于驱动信号的频率。针对这些特点, 可采用相关检测技术提取出角速度信号。

为了抑制正交分量, QRS 的参考信号与正交分量的相位要相差  $90^\circ$ 。但是 QRS 的正交分量远远大于其角速率信号<sup>[1]</sup>, 而参考信号的相位误差对输出角速度的精度影响非常大。目前, QRS 主要使用模拟解调电路来提取输入角速度, 在模拟电路中精确地实现控制相位是非常困难的。但是, 如果利用数字解调电路, 采用双通道相关检测技术可以得到被测信号的矢量信息, 这就对参考信号与正交误差的相位没有要求。同时, 数字解调电路能够方便地对 QRS 的信号进行误差补偿, 提高了电路的灵活性。

## 1 QRS 信号数字解调原理

设驱动信号为

$$v_d(t) = V_d \cos(\omega_d t + \theta_d) \quad (1)$$

其中,  $\omega_d$  为驱动角频率,  $\theta_d$  为理想参考信号与实际参考信号的相移,  $V_d$  为理想参考输入信号,  $v_d$  为驱动音叉的振动速度信号, 它等效于驱动音叉等效电路中串联支路的电流。当选取流过驱动音叉的总电流为参考信号时, 由于静态电容的影响, 总电流与串联支路电流有一非零相移<sup>[5]</sup>。

忽略哥氏力引起的暂态输出信号和噪声, 设 QRS 敏感电荷信号经电荷放大器和滤波放大电路后的输出为

$$v_s(t) = k' \Omega \cos(\omega_d t + \theta_s) + \xi' \cos(\omega_d t + \theta_s) + \eta' \sin(\omega_d t + \theta_s) \quad (2)$$

其中,  $\theta_s$  为电荷放大器和滤波放大器所导致的相移。

参考通道输出的一组正交的参考信号分别为

$$\begin{cases} I_{ref} = V_r \cos(\omega_d t + \theta_d + \theta_r) \\ Q_{ref} = V_r \sin(\omega_d t + \theta_d + \theta_r) \end{cases} \quad (3)$$

其中,  $\theta_r$  为参考通道带来的相移。

经过乘法器和低通滤波器(LPF)得到

$$\begin{cases} I = 0.5V_r(k'\Omega + \xi') \cos(\theta_s - \theta_d - \theta_r) + 0.5V_r\eta' \sin(\theta_s - \theta_d - \theta_r) \\ Q = -0.5V_r(k'\Omega + \xi') \sin(\theta_s - \theta_d - \theta_r) + 0.5V_r\eta' \cos(\theta_s - \theta_d - \theta_r) \end{cases} \quad (4)$$

通过对  $(I, Q)$  逆时针旋转  $(\theta_s - \theta_d - \theta_r)$  得到

$$\begin{cases} I' = k\Omega + \xi \\ Q' = \eta \end{cases} \quad (5)$$

由式(4)可以得到

$$Q = -I \tan(\theta_s - \theta_d - \theta_r) + \eta \sec(\theta_s - \theta_d - \theta_r) \quad (6)$$

其中  $k = 0.5V_r k'$ ,  $\xi = 0.5V_r \xi'$ ,  $\eta = 0.5V_r \eta'$ 。

由式(6)可知,  $Q$  为  $I$  的一次函数, 在单轴速率测试转台上将 QRS 分别以角速度  $\Omega_i (i = 1, 2, \dots, N)$  转动, 测得同相输出  $I_i$  和正交输出  $Q_i$ , 对  $I_i, Q_i$  用最小二乘法做线性拟合可得参数  $\theta_s - \theta_d - \theta_r$ , 如图 2(a)所示; 将  $(I_i, Q_i)$  旋转  $\theta_s - \theta_d - \theta_r$ , 结果如图 2(b)所示; 由式(5)可知, 旋转后所得到的  $I'_i$  为角速度  $\Omega_i$  的一次函数, 同样对  $\Omega_i, I'_i$  用最小二乘法做线性拟合可得到  $k, \xi$ , 如图 2(c)所示。

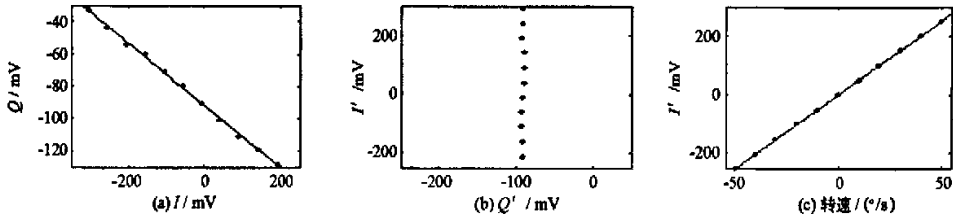


图2 QRS的标定

Fig.2 Calibration of QRS

2 参考通道的设计

在模拟解调电路中,利用单个相关器不能同时提供角速度信号的幅度和相位信息,为抑制QRS的正交误差信号,需要通过模拟移相电路,使参考信号与正交误差信号的相位相差90°。由于QRS的正交误差远远大于其角速率信号<sup>[2]</sup>,将正交误差投影到其角速率信号上,这就大大降低了QRS的检测精度。而在数字电路中可以方便地利用两个相关器同时提供角速度信号的矢量信息,避免了对驱动信号进行模拟移相。

参考通道以驱动信号作为输入输出一组相位相差90°的正交信号,实现这个功能常用的方法有锁相环(PLL)和Hilbert变换。

2.1 PLL

锁相环是一种能够跟踪输入信号相位的闭环自动控制系统,由鉴相器(PD)、环路滤波器(LF)以及压控振荡器(VCO)组成,其结构如图3所示。其中VCO输出两相位相差90°的信号,在数字电路中可用余(正)弦查找表的方式实现。鉴相器检测输入信号和VCO输出信号间的相位偏差,LF利用相位偏差产生控制信号使VCO朝着减小两信号相位差的方向改变输出频率和相位。

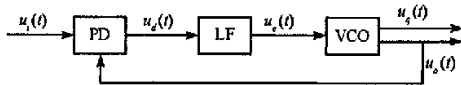


图3 PLL的结构  
Fig.3 Configuration of PLL

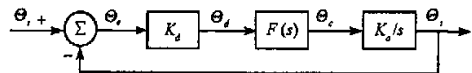


图4 PLL线性相位模型  
Fig.4 Linear phasor model of PLL

当环路处于锁定状态时,PLL输出信号 $u_o(t)$ 频率等于输入信号 $u_i(t)$ 的频率,锁相环线性化的相位模型的复频域表示如图4所示。其误差传递函数

$$H_e(s) = \frac{\Theta_e(s)}{\Theta_i(s)} = \frac{s}{s + KF(s)} \tag{7}$$

式中, $K = K_d K_v$ 称为环路增益,它与输入信号 $u_i(t)$ 的幅值 $U_i$ 有关。QRS驱动电路采用AGC技术控制驱动信号恒幅<sup>[3]</sup>,在驱动电路工作过程中, $U_i$ 的变化率比较小,在设计时考虑一定的裕量就能保证锁相环工作稳定。

驱动信号为式(2)时,PLL相位线性化模型的输入 $\Theta_i(s) = \omega_d/s^2 + \theta_d/s$ ,其稳态误差由式(8)和拉氏变换的终值定理可得

$$\theta_e(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\omega_d}{s + KF(s)} \tag{8}$$

欲使稳态相位误差 $\theta_e(\infty) = 0$ ,LF的传递函数中应至少含有一个积分因子,积分因子数目增加时,系统的准确性增加,但是系统的稳定性将变差。当LF的传递函数只含有一个积分因子时,整个环路被称为理想二阶环<sup>[6]</sup>,此时, $\theta_e = 0, I_{avg}$ 和驱动信号同相, $Q_{avg}$ 与驱动信号相位相差90°。

设LF的传递函数

$$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1} \tag{9}$$

则闭环传递函数

$$H(s) = \frac{\Theta_o(s)}{\Theta_i(s)} = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (10)$$

其中,  $\omega_n = \sqrt{K/\tau_1}$ ,  $\zeta = 0.5K\tau_2/\tau_1$ 。

设计锁相环时,先确定 PD、VCO 的增益系数  $K_d$ 、 $K_o$ ,从而确定出环路增益  $K$ ;然后选取环路阻尼系数  $\zeta$ ,一般阻尼系数  $\zeta$  在 0.3~1 内较适宜(阻尼系数太小不仅使环路瞬态响应的超调量增大,而且使环路抑制噪声能力也将降低,太大则响应时间过长);再选择振荡角频率  $\omega_n$ ,  $\omega_n$  可由环路捕获时间确定,也可以任选,任选时须满足  $\omega_n \ll \omega_d$  [7];最后由  $K$ 、 $\zeta$  和  $\omega_n$  确定出  $\tau_1$ 、 $\tau_2$ 。以上都是针对连续信号进行分析的,把连续时间模型离散化就可以得到离散化的模型。

### 2.2 Hilbert 变换

Hilbert 变换的频率响应为 [8]

$$H(j\Omega) = -j\text{sgn}(\Omega) = \begin{cases} -j & (\Omega > 0) \\ j & (\Omega < 0) \end{cases} \quad (11)$$

Hilbert 变换是幅频特性为 1 的全通滤波器,输入信号通过 Hilbert 变换器后,其负频率成分作 +90° 相移,而正频率成分作 -90° 相移。

由连续时间系统和离散时间系统的关系,不难求得离散 Hilbert 变换的单位抽样响应为

$$h(n) = \frac{2\sin^2(\pi n/2)}{\pi n} \quad (12)$$

离散 Hilbert 变换可用非递归的、有限长度的 FIR 滤波器来实现。如图 5 就是利用 Matlab 中 FDATool 设计的 19 个抽头的 Hilbert 变换器,当 Hilbert 变换器的系数的绝对值对称时,Hilbert 变换器的相位响应就是线性的。为了生成一组互相正交的参考信号,必须对 FIR 滤波器的线性相移加以补偿,具有  $k$  抽头的 FIR 滤波器的群延迟时间  $(k-1)/2$ ,它以采样点为单位,因此只要对输入信号加入  $(k-1)/2$  延迟时间,即从 FIR Hilbert 变换结构中心抽头处取出  $x_i(n)$ ,此时  $x_i(n)$  和  $x_q(n)$  为正交系列 [9]。

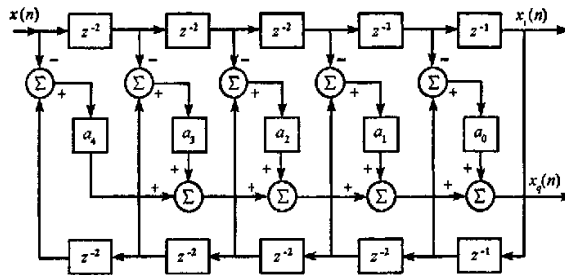


图 5 Hilbert 变换的 FIR 实现  
Fig.5 FIR Realizing from Hilbert Transform

### 2.3 锁相环与 Hilbert 变换的对比

PLL 和 Hilbert 变换都能提供一组正交的参考信号,实现对敏感信号同相分量和正交分量的提取,作为 QRS 相关检测的参考通道,但是两者在性能上还是有区别的:

(1) PLL 输出的参考信号幅度与驱动信号无关,驱动信号幅度的变化对参考信号的幅度没有影响; Hilbert 变换的幅频特性为 1,它输出的参考信号的幅度与驱动信号相等,驱动信号的幅度会通过参考通道影响 QRS 信号解调电路的输出,当驱动信号的幅值随温度漂移时,这个温度漂移就会通过参考通道影响角速度  $\Omega$  的提取,降低 QRS 的检测性能。

(2) QRS 驱动信号与检测信号中都含有不可忽略的谐波成分,设相关器的参考信号为

$$V_{ref}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_{refn} \cos(n\omega_d t + \theta_{dn}) \quad (13)$$

$$V_s(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega_d t + \theta_n) \quad (14)$$

相关器的输出为

$$V_{cor} = V_{ref1} V_{s1} \cos(\theta_{s1} - \theta_{d1}) + \sum_{n=2}^{\infty} V_{refn} V_n \cos(\theta_n - \theta_{dn}) \quad (15)$$

上式右边第二项就是由谐波分量所造成的误差。PLL只能跟踪一定带宽的信号,抑制带宽外的信号。因此,PLL可以抑制驱动信号的谐波成分,输出的参考信号无谐波分量,即 $V_{ref} = 0 (n = 2, 3, 4, \dots)$ ,相关器输出无谐波误差。而Hilbert变换的幅频响应特性为1,它并不能抑制驱动信号的谐波成分,相关器输出有谐波误差。如图6所示。

(3)在锁定状态下PLL的输出信号的频率能精确地跟踪输入信号的频率,当LF至少含有一个积分因子时,输出信号与输入信号同相,即 $\theta_s = 0$ 。而Hilbert变换采用FIR滤波器进行设计时,当滤波器的系数绝对值对称时,相位响应曲线是线性的,它与输入信号的频率有关,输入信号频率改变时, $\theta_s$ 变化会带来角速度误差。

综上所述,PLL可以消除驱动信号幅度和谐波成分的影响,当其LF至少还有一个积分因子时, $\theta_s = 0$ ,这些特性使得PLL更适合作为参考通道为相关器提供一组正交的参考信号。

### 3 结论

采用双通道相关检测技术同时输出QRS敏感信号的同相分量和正交分量,通过角速度提取算法得到输入角速度;参考通道输出一组互相正交信号作为相关检测器的参考信号,通过对PLL和Hilbert变换的对比研究,采用PLL作为QRS信号解调电路的参考通道,它能消除驱动信号幅度和谐波成分的影响,当LF只有一个积分因子时,PLL导致的相移为0,消除了参考通道带来的相位误差。采用数字相关检测技术的QRS信号解调电路不受环境的影响,算法设计灵活,误差补偿方便,可以进一步提高QRS的性能。

### 参考文献:

- [1] Moore R H, Antioch, Layton M R, et al. Closed Loop Resonant Rotation Rate Sensor [P]. United States: 6003373, 1999.
- [2] 王莹,孙丽南,等. 微石英音叉陀螺角速度信号提取方法的研究[J]. 北京:北京理工大学学报, 2003, 32(2): 241-244.
- [3] 黄小振. 电容式振动微机械陀螺接口电路的设计、模拟与测试[D]. 上海:中国科学院上海冶金研究所, 2001: 22-23
- [4] 周斌,高钟毓,陈怀,等. 微机械陀螺数字读出系统及其解调算法[J]. 北京:清华大学学报, 2004, 44, (5): 637-640.
- [5] Whit S A, Clemente S. Self-oscillating Driver Circuit for a Quartz Resonator of an Angular Rate Sensor [P]. United States: 5487015, 1996.
- [6] 王福昌,鲁昆生. 锁相技术[M]. 武汉:华中科技大学出版社, 1997: 20-50.
- [7] 毛思启,杨京燕. 数字锁相环中环路滤波器设计方法研究[J]. 北京:电力系统通信, 1992, (1): 16-21.
- [8] 胡广书. 数字信号处理——理论、算法和实现[M]. 北京:清华大学出版社, 2003: 156-165.
- [9] Lyons R G. 数字信号处理. 朱光明,程建远,刘保童. 北京:机械工业出版社, 2006: 245-255.

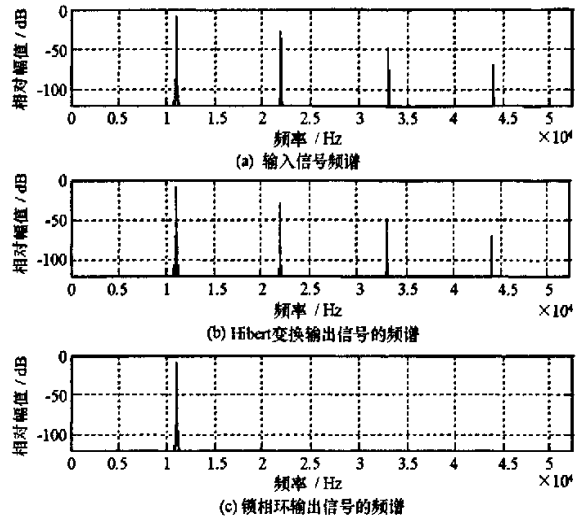


图6 PLL和Hilbert变换对谐波成分的抑制效果比较

Fig.6 Effect comparison of PLL and Hilbert

