

文章编号: 1001- 2486(2010) 01- 0112- 04

## 机抖激光陀螺抖动控制回路的解耦设计\*

江明明, 潘献飞, 胡德文

(国防科技大学 机电工程与自动化学院, 湖南 长沙 410073)

**摘要:** 抖动控制是影响机械抖动激光陀螺性能的重要因素, 基于激光陀螺的抖动动力学响应特性, 研究了一种抖动控制回路解耦方法, 指出相位反馈能实现机抖激光陀螺抖动谐振频率的稳定跟踪。稳定跟踪抖动谐振频率时, 如果在抖动位置零点改变驱动信号幅度, 则抖幅响应可以简化为一阶惯性系统响应, 抖幅控制支路可以从抖动控制回路中解耦为一阶控制回路, 实现抖动控制回路的解耦, 提高了激光陀螺抖动系统的控制性能。

**关键词:** 机械抖动激光陀螺; 抖动控制; 系统解耦

中图分类号: TP302.1 文献标识码: A

## Decoupling of the DRLG Dither Control System

JIANG Ming-ming, PAN Xian-fei, HU De-wen

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

**Abstract:** Dither control is an important factor for the performance of dither ring laser gyro (DRLG). The decoupling method of DRLG dither control system is studied based on gyro oscillation characteristics. It is studied that the phase feedback is a good selection to trace resonant dither frequency. On tracing resonant frequency, as well as changing amplitude of dither drive signal on the zero-position point, the dither amplitude responses can be simplified as a 1-order system, and the dither amplitude control is independent to frequency-tracing to realize the decoupling control, which improves the control performance of DRLG dither control system.

**Key words:** DRLG(Dither Ring Laser Gyro); dither control; system decoupling

机械抖动激光陀螺 (Dither Ring Laser Gyro, DRLG) 通过抖动克服闭锁效应<sup>[1-7]</sup>, 其控制目标是抖幅。DRLG 在正常工作时, 要求维持较大的抖幅, 并在小范围内随机地快速改变抖幅。为达到较高的能效比, DRLG 抖动驱动采用谐振机构 (振子)。这决定了 DRLG 的抖动是处于谐振频率下的正弦抖动, 除抖幅控制之外, 还要求对谐振频率进行跟踪。其控制回路如图 1 所示。

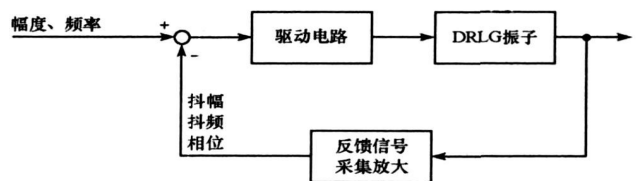


图 1 DRLG 抖动控制回路结构图

Fig. 1 The framework of DRLG dither control loop

实现这一控制回路的最简单方式是采用数字开关控制<sup>[8]</sup>: 用固定频率的方波信号驱动 DRLG, 根据抖幅确定谐振频率, 通过方波宽度控制抖幅。这种实现方式将驱动频率和驱动幅度作为两个控制量, 虽然也能达到控制要求, 但是在实际应用环境下经常出现抖频识别不准确、抖幅不稳定等问题。

由振子的频率响应特性可知, 抖幅同时受驱动频率和幅度的影响, 使抖幅控制受限于抖频控制, 增加了抖幅随机控制的复杂性。

控制回路采用单一频率的驱动信号使陀螺产生抖动。其首先利用反馈信号跟踪谐振频率, 使抖动处于谐振状态; 然后通过驱动信号强度微调抖幅。因此, 控制回路同时对抖频和抖幅进行控制, 是多输入/单输出系统, 通过驱动信号和被控对象产生控制耦合。在采用数字方式实现时驱动信号为方波或脉

\* 收稿日期: 2009- 09- 30

作者简介: 江明明(1973—), 男, 讲师, 博士。

冲调宽正弦波,其变化很容易影响抖频,破坏抖动谐振状态。本文的目的就是通过分析 DRLG 抖动机构(振子)的响应特性,探讨控制解耦的工程方法。

## 1 抖动控制回路模型

振子是 DRLG 抖动控制回路中的负载,是影响回路控制特性的主要因素。振子可以近似用二阶系统描述<sup>[7-10]</sup>:

$$H_0(s) = \left[ \left( \frac{s}{\omega_n} \right)^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \right]^{-1} \quad (1)$$

其特征根为  $s_{1,2} = -\omega_n\xi \pm i\omega_d$ 。 $\xi$  是阻尼比,  $0 < \xi \ll 1$ ,  $Q = (2\xi)^{-1}$  是品质因数;  $\omega_n$  是系统的自然(角)频率;  $\omega_d = \omega_n(1 - \xi^2)^{1/2}$  是系统的阻尼(角)频率。式(1)用状态方程可表示为

$$\ddot{y}(t) + a_1\dot{y}(t) + a_0y(t) = k \cdot x(t) \quad (2)$$

令  $s = i\omega$ , 将  $H_0(s)$  写成极坐标形式为:  $H_0(i\omega) = A(\omega)e^{i\varphi(\omega)}$ , 其中

$$A(\omega) = \sqrt{\left[ 1 - \left( \frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 \right]^2 + \left( 2\xi\omega/\omega_n \right)^2}^{-1}, \quad \varphi(\omega) = -\arctan\left( \frac{2\xi\omega_n\omega}{\omega_n^2 - \omega^2} \right) \quad (3)$$

由式(3)可以绘制振子的频率特性曲线,并由  $A'(\omega) = 0$  可求得其峰值响应频率为:  $\omega = \omega_n(1 - 2\xi^2)^{1/2}$ 。由高  $Q$  值条件:  $0 < \xi < 1$ , 可将  $\omega_r$  和  $\omega_d$  展开为  $\omega_n$  的近似多项式:

$$\omega_r = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} \approx \omega_n \left( 1 - \xi^2/2 + O[\xi^4] \right), \quad \omega_d = \omega_n \sqrt{1 - 2\xi^2} \approx \omega_n \left( 1 - \xi^2 + O[\xi^4] \right) \quad (4)$$

由此可知  $\omega_r$ ,  $\omega_d$  和  $\omega_n$  接近等间隔分布,间隔频率  $\Delta\omega/\omega_n \approx \xi^2/2$ 。这是相当小的量,如果测量频率,则分辨率需要达到  $10^{-6}$  量级,因此很难直接测量这三个频点。

在谐振峰值附近  $A'(\omega) \rightarrow 0$ , 可知驱动频率引起的抖幅变化较小,根据抖幅变化辨识谐振频率也比较困难。又由式(3)可得

$$\varphi'(\omega) = -\frac{2\xi\omega_n \left( \omega^2 + \omega_n^2 \right)}{\omega^4 - 2 \left( 1 - 2\xi^2 \right) \omega^2 \omega_n^2 + \omega_n^4} \approx -\frac{1}{\xi\omega_n} - \frac{\omega - \omega_r}{\omega_n^2} + O[\omega - \omega_r]^4 \quad (5)$$

对  $\varphi'(\omega)$  继续求导,可以计算  $\varphi(\omega)$  的极值位置为

$$\omega = \omega_n \sqrt{2 \sqrt{1 - \xi^2} - 1} = \omega_n \left( 1 - \xi^2/2 + O[\xi^4] \right)$$

在增益带宽内 ( $\Delta\omega \in [-\xi\omega_n, \xi\omega_n]$ ) 绘制  $\varphi(\omega)$  和  $\varphi'(\omega)$  的典型曲线如图 2 所示。

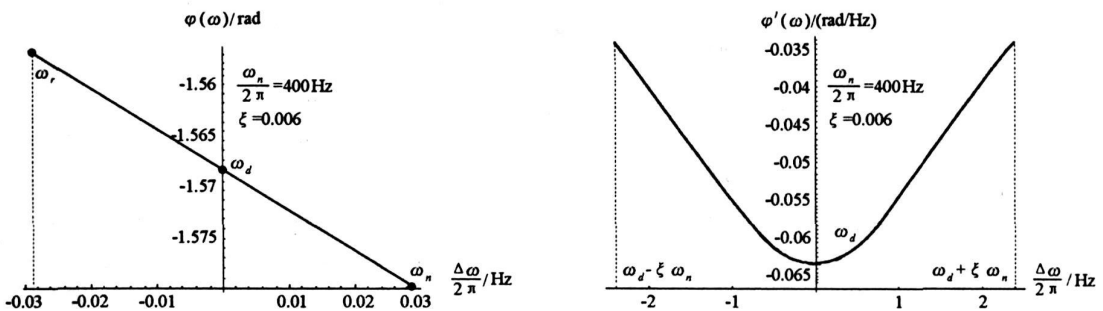


图 2 谐振峰值附近的相频曲线斜率特征

Fig. 2 The slope characteristics of phase-frequency curve near the resonance peak

对照式(4)可知,  $\omega_r \approx \omega_d \approx \omega_n$ , 即在谐振峰值附近  $\varphi(\omega)$  取得极值。继续由式(5)可知,  $\varphi'(\omega)$  在  $\omega_r$  的临域内斜率非常小,  $\varphi'(\omega)$  变化缓慢, 因此有  $\varphi'(\omega_r + O[\omega]) \approx (\xi\omega_n)^{-1}$ ,  $\varphi(\omega)$  接近线性。

DRLG 抖动控制首先要求跟踪谐振频率。采用直接频率测量、峰值抖幅测量或相位跟踪三种方式在理论上均可实现谐振频率跟踪。由前面分析可知, 在谐振峰值附近, 幅值和频率变化不明显, 不适合作为频率跟踪反馈观测量, 而相位变化显著且接近线性, 适合作为频率跟踪反馈观测量。考虑到 DRLG 振子的高  $Q$  值特性, 有  $\omega_r \approx \omega_d \approx \omega_n$ , 并且振子的机械参数  $\xi$  和  $\omega_n$  在工作过程中会发生一定变化, 而  $\varphi(\omega_n) = -\pi/2$  是常数, 因此, 在实际控制过程中应使用  $-\pi/2$  锁相反馈, 以确保较高的频率跟踪稳定性,

等效于模拟控制回路中采用的自激振荡。基于这一控制方法,就可以设计 DRLG 抖动控制回路。

DRLG 抖动驱动和反馈电路采用放大电路实现,增益带宽设计合理的放大电路可以等效为相位延迟很小的一阶惯性环节。在采用自激振荡控制时,抖动控制回路为图3所示频域模型。其中考虑了驱动和反馈电路的相位延迟,并在驱动信号相位中对这些延迟进行补偿:  $\Delta\varphi = \Delta\varphi_e + \Delta\varphi_a$ 。图3中驱动信号频率由驱动和反馈信号的相位差控制,即  $\omega_n$  是控制回路的工作点,输出抖幅只受驱动幅度影响。

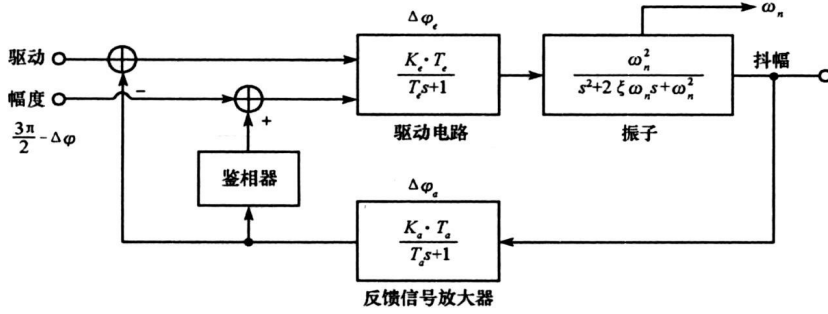


图3 抖动控制回路模型

Fig.3 The model of dither control loop

## 2 抖动控制回路解耦设计

振子的阻尼比  $\xi$  在 0.006~ 0.002,是高  $Q$  值系统。由此条件,可以用 Laplace 逆变换推导其非零初始状态(位置初值为  $C_0$ ,速度初值为  $C_1$ )的响应函数。使用余弦函数  $x(t) = C_2 \cdot \cos(\omega_d t)$  作为激励信号,可得开环位置响应函数为

$$H(s) = H_0(s) + \frac{(s + a_1)C_0 + C_1}{s^2 + a_1s + a_0}$$

$$h(t) = L^{-1}[H_0(s)] + L^{-1}\left[\frac{(s + a_1)C_0 + C_1}{s^2 + a_1s + a_0}\right] \triangleq h_0(t) + h_r(t) \tag{6}$$

其中:

$$h_0(t) = \frac{C_2}{\xi} \frac{[1 - e^{-\xi\omega_d t}]}{\sqrt{4 - 3\xi^2}} \cos\left[\omega_d t - \arctan\left(\frac{2\sqrt{1 - \xi^2}}{\xi}\right)\right] - \frac{C_2 \xi e^{-\xi\omega_d t}}{\sqrt{1 - \xi^2} [4 - 3\xi^2]} \sin(\omega_d t) \tag{7}$$

$$h_r(t) = C_0 \frac{e^{-\xi\omega_d t}}{\sqrt{1 - \xi^2}} \sin\left[\omega_d t - \arctan\left(\frac{\sqrt{1 - \xi^2}}{\xi}\right)\right] + C_1 \frac{e^{-\xi\omega_d t}}{\omega_d} \sin(\omega_d t) \tag{8}$$

考虑到  $\omega_n \approx \omega_d$ ,且式(8)是以  $\omega_d$  为角频率的固有阻尼衰减过程,因此选用  $\omega_d$  作为驱动信号频率,以简化推导结果。

式(6)的一般形式极为复杂,但如果考虑实际控制状态,则可将其简化。典型的自激振荡驱动状态为:驱动信号在位置零点改变,此时具有最大运动速度。以此条件代入式(6)可得位置响应函数:

$$h(t) \triangleq h_p(t) \Big|_{\substack{\alpha \xi \ll 1 \\ C_0 \approx 0}} \approx_{c_1 \approx K_p C_2 \omega_d} K_p [C_2 + \Delta C_2 (1 - e^{-\xi\omega_d t})] \sin(\omega_d t) \tag{9}$$

其中:  $K_p = [\xi(4 - \xi^2)^{1/2}]^{-1} = 1/(2\xi) + 3\xi/16 + 27\xi^3/256 + O[\xi]^5 \approx 1/(2\xi) = Q$ ,显然  $|K_p C_2|$  的物理含义是稳态最大角振幅;  $\Delta C_2$  是驱动信号的变化幅度。类似地有角速度响应函数:

$$\dot{h}(t) \triangleq h_v(t) \Big|_{\substack{c_0 \approx 0 \\ c_1 \approx K_v C_2}} \approx -K_v [C_2 + \Delta C_2 (1 - e^{-\xi\omega_d t})] \cos(\omega_d t) \tag{10}$$

其中:  $K_v = K_p \omega_d$ ,  $|K_v C_2|$  的物理含义是稳态最大角速度振幅。注意到式(9)和式(10)中以  $\Delta C_2$  为系数的函数项是一阶系统的阶跃响应函数:

$$L[1 - e^{-\xi\omega_n t}] = \frac{\xi\omega_n}{s + \xi\omega_n} \cdot \frac{1}{s} \tag{11}$$

因此在自激振荡驱动状态下, 二阶系统的响应可以理解为正弦或余弦函数对一阶系统响应的调制, 即抖频只起到调制作用, 对抖幅没有影响。由此, 只考虑驱动幅度变化  $\Delta C_2$  对抖幅的影响时, 图 3 中的抖幅控制回路可简化为图 4 形式。

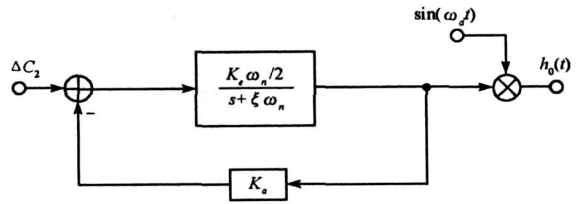


图 4 等效抖幅控制回路

### 3 仿真和实验验证

根据图 4 可构造图 5 所示抖动开环响应仿真模型。

Fig. 4 The equivalent dither amplitude control loop

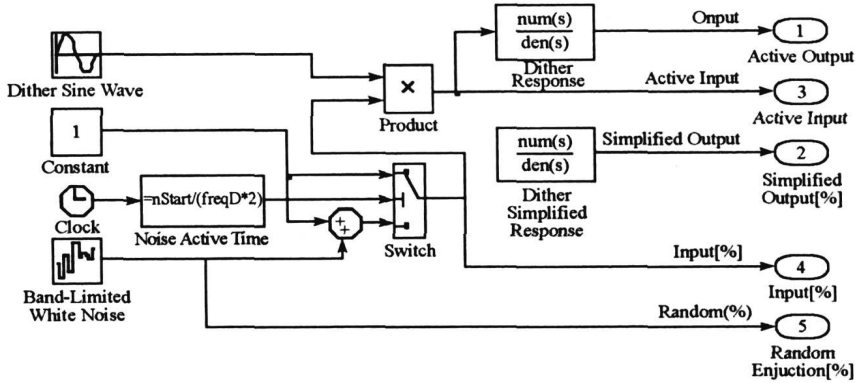


图 5 抖幅响应仿真模型

Fig. 5 The simulation model of dither magnitude response

抖动机构阻尼比  $\xi = 0.006$ ,  $\omega_d = 400[2\pi\text{Hz}]$ ; 驱动信号是频率为  $\omega_d$  的单位正弦函数; 随机信号是从设定时刻开始按固定周期随机改变幅度的带限白噪声, 随机谱密度为 0.2。为使抖幅变化过程清晰, 使用 80 个抖动周期作为驱动幅度随机变化周期, 从第 320 个抖动周期 (0.8s) 开始改变驱动幅度, 仿真结果曲线如图 6 所示。从图中可以看出简化响应包络曲线与理论响应一致, 说明简化模型足够精确。

按照图 3 控制结构, 使用锁相放大器构建原理电路, 得到的实测抖幅反馈波形如图 7 所示, 其特征与图 6 仿真结果一致。

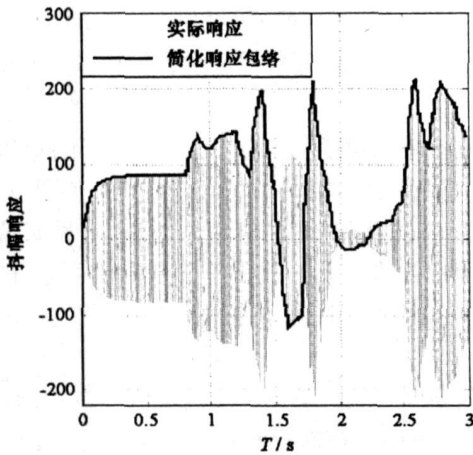


图 6 抖幅响应仿真结果

Fig. 6 The simulation results of dither amplitude response

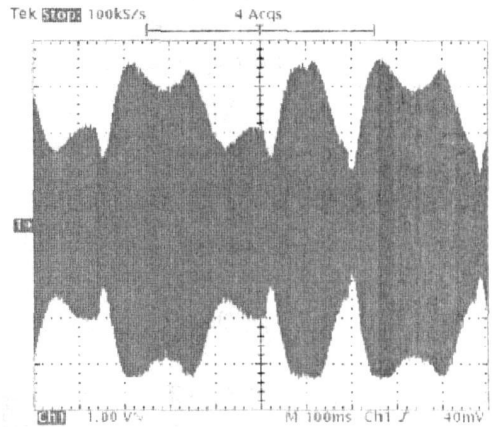


图 7 抖幅响应实测结果

Fig. 7 The experiment results of dither amplitude response

表3 实验结果

Tab.3 Experiment results

手势	四指	双手缩放	弧移	捏取	撮取	双手旋转
平均时间(s)	0.026	0.893	0.533	0.663	0.623	0.967
正确率	99.96%	99.87%	99.74%	99.78%	99.80%	99.87%

表3中的数据与触摸信号检测周期和识别过程中的阈值的设置等因素有很大关系,且由于动手势的识别要等触点运动趋势明确后才可进行,其识别效率明显低于静态手势。但从上述数据还是可以看到本文所述的手势定义与识别方法具有如下优点:

(1) 识别准确度高。本文基于指挥所作业应用定义触摸手势,根据指挥所作业特点区分静态手势和动态手势,手势集合定义明确,且基于解剖生理学数据设置距离阈值和运动特征参量分别对静态手势和动态手势进行识别,识别所需特征参数简单明确。因此,识别方法可以获得较高的识别准确率。

(2) 识别速度快。相比传统的方法而言,本方法没有复杂的电信号处理,资源和时间消耗相对较少,加之指挥所操作语义相对稳定,识别所需特征参数简单明确,因此手势识别响应时间较短。

(3) 可扩展性好。本方法所需特征参数较少,与硬件耦合性不紧密,基于触摸信号进行采集,记录触摸点的屏幕位置坐标,适用于各种不同的光感应多点触摸屏装置,因此通用性和可扩展性好,实现成本低。

## 参考文献:

- [1] Dietz P, Leigh D. DiamondTouch: A Multi-user Touch Technology[C]//Proceedings of ACM UIST' 01, Orlando FL, November 2001: 118- 124.
- [2] Jefferson Y H. Low-cost Multi-touch Sensing Through Frustrated Total internal reflection[R]. ACM UIST, 2005: 115- 118.
- [3] Ringel M, Ryall K, Shen C, et al. Release, Relocate, Reorient, Resize: Fluid Techniques for Document Sharing on Multi-user Interactive Surface [C]//CHI 2004 Extended Abstracts, 2004: 1441- 1444.
- [4] 付永刚,张风军,戴国忠. 双手交互界面研究进展[J]. 计算机研究与发展, 2005, 42(4): 604- 613.
- [5] 吴振峰,赵克俭. 未来指挥所发展展望[J]. 火力与指挥控制, 2005, 26(4): 12- 14.
- [6] 任雅祥. 基于手势识别的人机交互发展研究[J]. 计算机工程与设计, 2006, 27(7): 1201- 1204.

(上接第115页)

## 4 结论

在合理选择控制信号和反馈信号的情况下, DRLG 的抖动控制回路可以解耦为抖频和抖幅控制两个独立的控制回路,其中抖幅控制支路可以简化为一个一阶惯性控制回路。

## 参考文献:

- [1] Killpatrick J E. Laser Angular Rate Sensor[P]. U.S. Patent, 3 373 650, 1968.
- [2] Killpatrick J E. Random Bias for Laser Angular Rate Sensor[P]. U.S. Patent, 3 467 472, 1969.
- [3] McNair F, Hills W. Laser Gyro Coupling System[P]. U.S. Patent, 4 321 557, 1982.
- [4] Robert C, Oaks T. Dither Controller for Ring Laser Angular Rotation Sensor[P]. U.S. Patent, 4 597 667, 1986.
- [5] Benoist R W, Calif M. Simplified Ring Laser Gyroscope Dither Control And Method[P]. U.S. Patent, 4 801 206, 1989.
- [6] Tazartes D A, Hills W, Mark J G. Ring Laser Gyroscope Dither Drive System and Method[P]. U.S. Patent, 4 981 359, 1991.
- [7] 罗兵,等. 石英音叉陀螺不同谐振频率点性能分析[J]. 压电与声光, 2009(1): 312- 314.
- [8] 潘献飞,等. 激光陀螺数字抖动控制方法与特性[J]. 国防科技大学学报, 2006, 28(5): 99- 103.
- [9] 汤建勋,等. 用锁相环跟踪抖动机构自然频率的抖动控制方法[J]. 测控技术, 2000, 19(8): 28- 29.
- [10] 朱春云,等. 机抖激光陀螺方波驱动方式的谐波分析[J]. 中国惯性技术学报, 2007, 15(6): 743- 746.