

ISSN 0253-2778

CODEN CKHPD7

中国科学技术大学学报

JOURNAL OF CHINA UNIVERSITY
OF SCIENCE AND TECHNOLOGY

第 23 卷

Vol. 23

精密机械与精密仪器专辑

Prec. Mach. Instr. Issue

1993

中国科学技术大学学报

第23卷 总第84期

精密机械与精密仪器专辑

目 录

诊断疲劳剥落故障的无量纲幅域参数的稳定性和灵敏性研究.....	李川奇	沈连官	胡凯成(1)
设计与发明.....	孔凡让	李川奇	郑庆和(8)
多自由度机器人的约束控制			竺长安(13)
自行车骑行姿势的实验研究	周榆生	苏少敏	郇明(18)
原子力显微镜在纳米技术中的应用	黄文浩	胡 翹	项 宁(23)
微小物体动态参数识别的激励方法研究	王琪民	唐新鲁	张培强 付铁柯(28)
LD 照明下的光栅计量参数选择.....	胡玉禧	金咏梅	郇玉亭(33)
在相干光照明下光副间隙的研究	郇玉亭	胡玉禧	刘荣进(36)
Ms 和 Af 点 Cu-Al-Ni 合金马氏体形貌变化	吴月华	杨 杰	周榆生(39)
智能多传感器监测系统的人机界面及软件设计		蒋蜀革	郇明(42)
一种高精度超声测距系统	杜华生	崔玲惠	叶 苍 康 宏(46)
袖珍式光栅数显装置		褚家如	王 江(50)
光电二维倾斜角测量装置的研究	李胜利	金泰义	徐 育(55)
GW-1 型光纤测微仪	金泰义	袁子文	徐 育 李胜利(59)
容栅测角原理及其应用	胡跃全	刘荣进	李永新 郇玉亭(62)
最佳充模时间的流道设计		鲍家福	邵鹏飞(67)
创新语法学			孔凡让(71)
轮系分路传动技术在机械手中的应用	王英英	陈岭丽	潘震宇 潘薇燕(76)
高精度在线细丝测径中的数据处理方法	牛亚平	吴建兵	李川奇(80)
圆光栅光学中心的调整方法与微调装置		刘荣进	李永新(83)
步进电机的 N 级阶梯形时序控制系统研究		李永新	刘荣进(87)
一种高精度的倾斜传感器的设计	刘荣进	杨生元	李永新(90)
A/D 分辨率与莫尔条纹信号细分数关系的研究		李永新	刘荣进(93)
超声定位穿刺仪传动结构和工作原理			
.....	高积庆	朱玉国	吴月华 褚有恒 阚德庆 张 平(97)
交叉二直线间各类最短连线解法的讨论			熊会民(99)

JOURNAL OF CHINA UNIVERSITY OF SCIENCE AND TECHNOLOGY

Vol. 23 Sum No. 84

Prec. Mach. Inst. Issue

CONTENTS

- Investigation of Robustness and Sensitivity of Non-dimensional Amplitude Parameters
for Diagnosing Fatigue Spalling *Li Chuanqi, Shen Lianguan, Hu Kaicheng*(1)
- Design and Invention *Kong Fanrang, Li Chuanqi, Zheng Qinghe*(8)
- Control of Constrained Robot Manipulator *Zhu Changan*(13)
- Experimental Research on Bicycle Riding Postures *Zhou Yusheng, Su Shaomin, Li Ming*(18)
- The Application of Atomic Force Microscope to Nano Science and Technology
..... *Huang Wenhao, Hu Qiao, Xiang Ning*(23)
- A Study on Excitation Techniques Applied to Identification of Dynamic Parameters of
Mini-small Objects *Wang Qimin, Tang Xinlu, Zhang Peiqiang, Fu tieke*(28)
- Parameter Determination of Grating Metrology With LD Illumination
..... *Hu Yuzi, Jin Yongmei, Wu Yuting*(33)
- Study on Two Gratings' Gap Under *Wu Yuting, Hu Yuzi, Liu Rongjin*(36)
- Martensitic Shape Transition of Cu-Al-Ni Alloy at Ms and Af Temperature
..... *Wu Yuelua, Yang Jie, Zhou Yushen*(39)
- Human-Computer Interface of an Intelligent Multisensor Monitoring System and Software Design
..... *Jiang Slauge, Li Ming*(42)
- An Ultrasound Range System With High-precision
..... *Du Huasheng, Cui Linglai, Ye Cang, Kang Hong*(46)
- A Pocket-size Grating Digital Display Instrument *Chu Jiaru, Wang Jiang*(50)
- Study on Opto-electronics Measuring Device for Inclined Angle of Two Dimensions.
..... *Li Shengli, Jin Taiyi, Xu yu*(55)
- Research and Making of GW-1 Optic-fiber Micro-displacement Measuring Instrument
..... *Jin Taiyi, Yuan Ziwen, Xu yu, Li Shengli*(59)
- Angular Measurement With Digital Display Using Grid-shaped Capacitive Transducer
..... *Hu Yuequan, Liu Rongjin, Li Yongxin, Wu Yuting*(62)

Runner Design for Optimum Fill Time in Injection Molding	<i>Bao Jiafu, Shao Pengfei</i> (67)
Creation Grammar	<i>Kong Fanrang</i> (71)
An Application of the Technology on Shunt Transmission of the Train of Wheels in the Manipulator	<i>Wang Yingying, Chen Lingli, Pan Zhenyu, Pan Weiyun</i> (76)
Data Processing in High Precision and On-Line Diameter Measurement of Thin Wires
.....	<i>Niu Yaping, Wu Jianbing, Li Chuangqi</i> (80)
Adjustment Method and Adjuster for the Optical Center of Radial Gratings
.....	<i>Liu Rongjin, Li Yongxin</i> (83)
Study of N Step Pulse Control of Step Motor	<i>Li Yongxin, Liu Rongjin</i> (87)
The Design of a Type of High Precision Clinometer	<i>Liu Rongjin, Yang Shengyuan, Li Yongxin</i> (90)
Study on Relation Between A/D Resolution and Diving of Morie Singals
.....	<i>Li Yongxin, Liu Rongjin</i> (93)
Transmission Structure and Work Principle of Puncture Instrument by Ultrasonic Positioning
.....	<i>Gao Jiqing, Zhu Yuguo, Wu Yuehua, Chu Youheng, Kan Daping, Zhang Ping</i> (97)
Discussion on the Solution of the Shortest Distance Between Cross Lines	<i>Xiong Huimin</i> (99)

诊断疲劳剥落故障的无量纲幅域参数的 稳健性和灵敏性研究

李川奇 沈连官 胡凯成

(精密机械与精密仪器系)

摘要 揭示了无量纲振动幅值参数与疲劳剥落故障发生发展的内在关系,提出了一种基于疲劳剥落振动信号幅值概率密度函数的理论模型,在此模型基础上详细论述了这些参数对诊断疲劳剥落故障的稳健性和灵敏性。同时讨论了数据采集对计算无量纲幅域参数的影响,提出了峰值采样法。计算机仿真和实验结果和提出的模型与计算方法有很好的 consistency。

关键词 故障诊断, 疲劳剥落, 稳健性, 灵敏性

1 引言

通常用于状态监测的无量纲振动幅域参数有峰值指标(Cf)、脉冲指标(If)、峭度指标(Kv)、裕度指标(Clf)和波形指标(Sf),这些参数可从机械振动信号的幅值概率密度函数推导而得。这些参数的定义如下:

$$Cf = \frac{E\{\max[x(t)]\}}{\sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} x^2 p(x) dx}} \quad (1)$$

$$If = \frac{E\{\max[x(t)]\}}{\int_{-\infty}^{+\infty} |x| p(x) dx} \quad (2)$$

$$Kv = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} x^4 p(x) dx}{\left[\int_{-\infty}^{+\infty} x^2 p(x) dx \right]^2} \quad (3)$$

$$Clf = \frac{E\{\max[x(t)]\}}{\left[\int_{-\infty}^{+\infty} |x| p(x) dx \right]^2} \quad (4)$$

$$Sf = \frac{\sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} x^2 p(x) dx}}{\int_{-\infty}^{+\infty} |x| p(x) dx} \quad (5)$$

其中 $X(t)$ —随机振动信号

$p(x)$ — $x(t)$ 的幅值概率密度函数

事实上,归一化的振动信号幅值概率密度函数(PDF)不随负载和速度变化,而随故障状态而变。例如,图1所示轴承座振动信号PDF曲线的形状明显地因齿轮和/或滚动轴承的疲劳剥落而偏离高斯分布。因此,在实践中,上述这些参数常常被用于齿轮箱和滚动轴承的疲劳剥落的状态监测中^[1-4]。但是,这些参数的特性与疲劳剥落的进展的关系还有待进一步探讨和研究^[4]。本文就这些参数与疲劳剥落进程的内在关系,提出了一种疲劳剥落振动信号的理论模型,并在该理论模型的基础上详细讨论了这些参数对疲劳剥落的稳健性和灵敏性。为了验证该理论模型的有效性,作者进行了计算机模拟,并应用于齿轮箱实验。为了提高参数的可靠性,在实验中还采用了峰值采样法,并与通常的采样方法作了比较。模拟和实验结果都获得了与理论分析的良好的一致性。

2 疲劳剥落振动信号的理论模型

在正常运行条件下的机器振动信号幅值概率密度函数通常近似于高斯分布,而在出现疲劳剥落时

1992年11月20日收到

产生的冲击在振动信号上叠加了许多尖脉冲。在疲劳剥落初期,随着点蚀的扩展,振动信号的概率密度函数PDF的中央和尾部都增高,振动信号上叠加的尖脉冲也增加。如图1所示(图中虚线为高斯分布),而当点蚀和剥落几乎遍及齿轮或滚动轴承的整个工作表面时,概率密度函数又回到高斯分布状态^[6,6]。

根据上述分析,疲劳剥落振动信号的概率密度函数表达式为

$$p(x) = \frac{a_1}{\sqrt{2\pi}\sigma_1} \exp\left(-\frac{x^2}{\sigma_1^2}\right) + \frac{a_2}{\sqrt{2\pi}\sigma_2} \exp\left(-\frac{x^2}{\sigma_2^2}\right) \quad (6)$$

$$\text{或} \quad p(x) = a_1 p_1(x) + a_2 p_2(x) \quad (7)$$

$$\text{其中 } p_1(x) \sim N(0, \sigma_1^2); \quad p_2(x) \sim N(0, \sigma_2^2) \quad (8)$$

$p_1(x)$ 、 $p_2(x)$ 均为正态分布的概率密度函数,其均值都为0,方差值分别为 σ_1^2 、 σ_2^2 。曲线 $p(x)$ 是参数 r 和 s 的函数,其中 $r = \sigma_1/\sigma_2$, $s = a_1/a_2$;其中 a_1 和 a_2 为系数。如图(2)所示,图中虚线为正态分布。在图2a中,当 s 为常数时, r 越大,概率密度函数曲线的中央越陡而尾部越宽, r 值的大小表征了疲劳剥落产生的冲击程度的大小,而 s 的大小表征了剥落的扩展程度,如图2b所示,随着剥落面积的扩展, s 随之增大。

3 无量纲幅域参数的稳健性和灵敏性

利用方程(6)给出的疲劳剥落振动信号的幅值概率密度函数的数学模型和公式(1)~(5)给出的无量纲参数,我们可以更密切地考虑两者的内在关系。图3(a)~图3(e)是在峰值概率为 $\Pr[|x(t)| \geq c] \geq 0.627 \times 10^{-4}$ 时按式(1)~(5)计算的无量纲幅域参数。其中积分限为 c 、 $-c$,因实际上积分限不可能是 ∞ 和 $-\infty$ 。对于标准正态分布 $N(0, 1)$ 和 $c=4$,其峰值概率为:

$$\int_{-c}^{-\infty} f_0(x) dx + \int_{c}^{+\infty} f_0(x) dx = 0.627 \times 10^{-4} \quad (9)$$

其中 $f_0(x)$ 为标准正态分布的概率密度函数。

为了比较起见,我们对于仿真或测量的数据,都按同样原则选择积分限 c ,即使得

$$\int_{-c}^{c} f(x) dx = 1 - 0.627 \times 10^{-4} = 0.9999937 \quad (10)$$

式中 $f(x)$ 是 $x(t)$ 的概率密度函数。

从图3(a)可以看出,波形指标 Sf 不随 r 和 s 明显变化,这说明 Sf 对疲劳剥落不敏感。而脉冲指标

If 、峰值指标 Cf 、峭度指标 Kv 和裕度指标 CIf ,都在 s 很小时随 r 的增大而迅速增大,但在它们达到最大值后都逐渐减小,这说明,上述参数对于早期剥落很灵敏但是不够稳健。如果不恰当地使用它们时,就有可能导致错误的结果,因为随着故障发展到很严重,它们反而下降。所有这些参数中, Kv 最灵敏,但稳健性最差, CIf 对初期疲劳剥落很敏感,但稳健性一般。图3显示这些参数的综合性能,表1具体比较了它们的灵敏性和稳健性。

4 疲劳点蚀振动信号的计算机仿真

为了确认上述模型的正确性,提出了一种计算机仿真方法。利用一系列不同频率的方波通过高通滤波器滤波,然后再叠加上噪声以模拟疲劳剥落的进程。方波的频率分别为2.5, 10, 50, 70, 100及300Hz,高通滤波器的截止频率为1000Hz,在每一种情况下,方波的幅值都为1,叠加的正态噪声的标准差为0.2。模拟疲劳剥落的振动信号和它们的PDF分别表示在图4和图5中,方波的频率越高,表示每单位时间内发生的冲击越多。对应的无量纲参数如表2所列。

表1 参数稳健性和灵敏性比较

Table 1 Comparison of robustness and sensitivity of parameters

参数	稳健性	灵敏性
Cf	--	+
CIf	+	+++
If	-	++
Kv	--	+++
Sf	++	-

表2 仿真信号的无量纲幅域参数

Table 2 Nondimensional parameters of simulated signals

参数	方波频率 (Hz)						
	2.5	10	50	70	100	200	300
If	5.33	9.22	8.11	7.83	7.07	5.81	4.11
Cf	4.26	7.20	6.07	5.72	5.24	4.29	3.27
Kv	3.05	5.18	6.02	6.45	5.40	4.72	2.89
CIf	5.50	9.49	8.54	8.07	7.77	7.02	6.08
Sf	1.25	1.28	1.34	1.37	1.35	1.35	1.26

上述仿真的结果与图3所示的理论计算结果比

较,证实了该理论模型的合理性。

5 实验结果

为了进一步确认上述疲劳剥落振动信号的概率密度函数模型的正确性,在齿轮变速箱上进行了强化疲劳试验。实验结果如表3所示。表中数据的第一行为刚刚跑合后正常运行的结果,第二行数据值比第一行有所增加。在第三行达到了最大值。这说明在此时某些齿面上开始产生了点蚀。随着点蚀的扩展,无量纲参数减小到与正常运行状态时相似的值。比较最后一行与第一行的数据可以很清楚地看出这一点。

表3 齿轮箱振动信号的无量纲参数

Table 3 Nondimensional parameters of gearbox vibration signals

No.	Sf	Cf	If	CIf	Kv
1	1.26	3.40	4.26	5.01	3.63
2	1.40	4.89	6.84	8.42	8.18
3	1.56	7.24	11.3	13.9	24.6
4	1.28	4.86	6.23	7.31	2.91
5	1.25	2.90	3.62	4.26	2.91

6 峰值采样法

利用上述参数诊断疲劳剥落故障,有赖于故障发生时产生的冲击脉冲的幅值大小和频度,疲劳剥落时引起的冲击产生的振动在时域中有很窄的尖脉冲,在频域中表现为频带很宽。在采用数字的信号处理方法时采样频率和采样长度都会对参数的计算精度产生影响。当采样频率太低时会采不到峰值,但采样频率太高又会使数据点太多,计算量大而影响故障的在线监测。表4以 Kv 为例,说明了采样频率和采样长度对峭度系数的影响。

实验中,每段数据为256点。由于数据较短,各段的 Kv 值相差很大,虽然对新轴承波动相对小些,但对有故障的轴承,波动都很大,标准差达到了3.63~7.44,说明参数的可靠性差。平均值反映了整个数据长度的计算结果,比较可靠。因此必须采用足够高的采样频率和足够长的采样长度。但数据长时计算量大,为了解决这个问题,作者采用了“峰值采样法”。

用这种方法,只保留信号的各极大点和极小点,使得在较高采样频率下,可用较少的数据来代替原信号,使数据压缩。数据压缩比取决于采样频率和信号中的最高频率之比,比值越大,压缩比越大。在峰值采样时,在等待A/D转换内完成数据的比较,以取得极值点,不占额外时间。

这种数据压缩显然是有条件的,对于等幅的周期波形或等幅的随机波形,当采用峰值采样法时,将只能得到最大或最小的幅值,幅值概率密度函数将完全畸变;而对于剥落引起的冲击激励而产生的衰减振动波形将能保留其PDF的主要特征。在南京汽车厂的汽车变速箱试验台上所做的试验证实了这点。

从表5中可看到,数据压缩比达3.9~9.5,用峰值采样法得到的 Kv 值比用常规采样法所得的 Kv 值要大。故障引起的冲击越强(如断齿),则 Kv 值增大越多,这说明对故障检测的灵敏度更高。对不同测点 Kv 值的差别可以用从故障冲击激励点到测点之间的传递性不同来解释。在实践中用峰值采样法必须选择恰当的频带对原始振动信号进行带通滤波,通带的中心频率应选取系统的某个固有频率,使得滤波后的信号具有衰减振动的特征^[1,6]。

7 结论

从理论分析、计算机仿真和实验结果可以得到如下结论:

(1) 本文提出的疲劳剥落振动信号的概率密度函数模型是合理的和有意义的。从这个模型出发,可以很容易地推导出所有的无量纲幅域参数,并给出这些参数随疲劳剥落故障发展时的变化规律。

(2) 振动信号的无量纲幅域参数对疲劳剥落的灵敏性和稳健性分析对于故障状态监测是必不可少的。由于这些参数的值在齿轮或滚动轴承寿命的初期和终期大小相仿,所以必须对传动装置作连续不断的监测,以避免误诊断。这些参数的峰值发生在疲劳剥落故障出现恶化的时刻。

(3) Kv 、 Cf 和 If 在疲劳点蚀的初期很灵敏,但此时因冲击脉冲的峰值往往不大,所以必须恰当地选择采样频率和采样长度,以保证峰值被采到。

(4) 峰值采样法能在较高的采样频率下压缩数据,保证足够的采样长度,可提高诊断的可靠性。

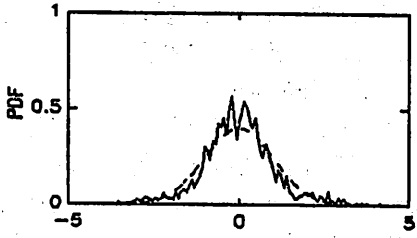


图1 实际疲劳剥落振动信号的PDF

Fig. 1 PDF of vibration signal under fatigue spalling

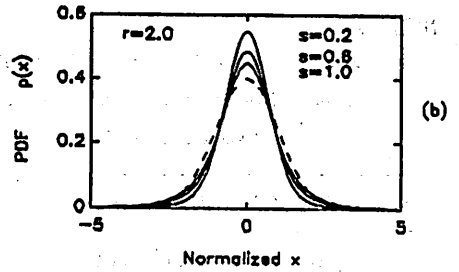
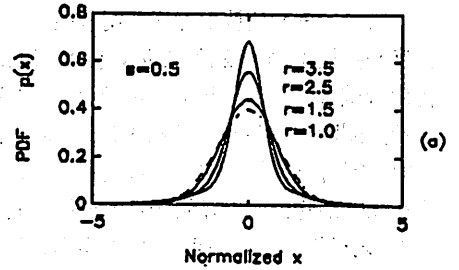


图2 疲劳剥落振动信号的PDF模型

Fig. 2 PDF model of fatigue spalling

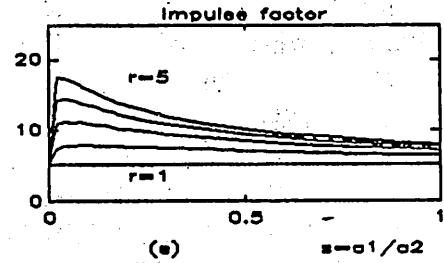
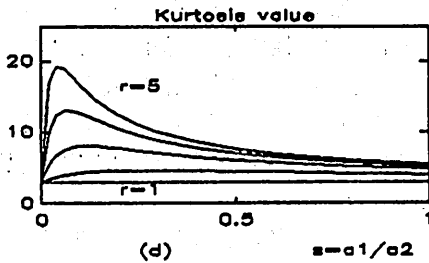
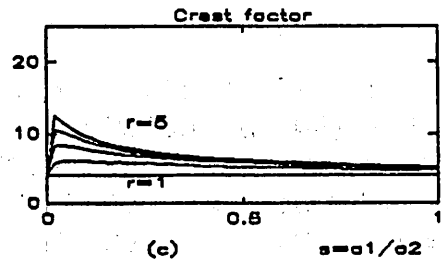
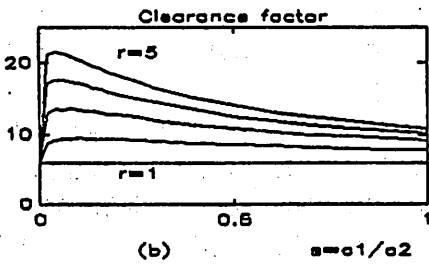
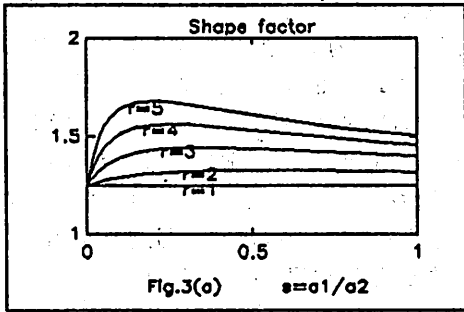


图3 根据PDF模型推导出的无量纲幅域参数

Fig. 3 Nondimensional parameters derived from PDF model

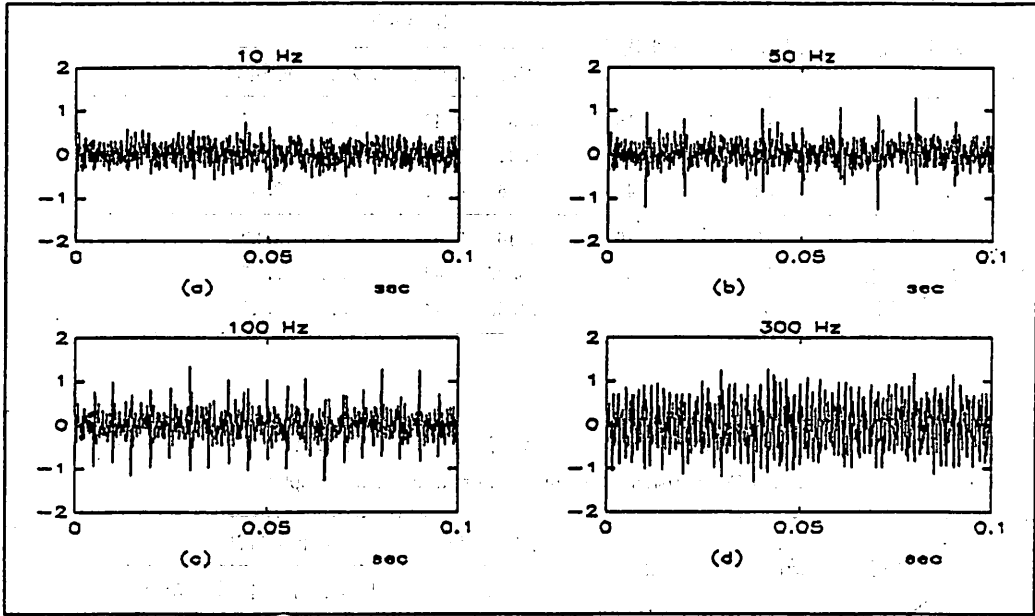


图4 仿真的疲劳剥落振动信号

Fig. 4 PDF of simulated fatigue spalling signals

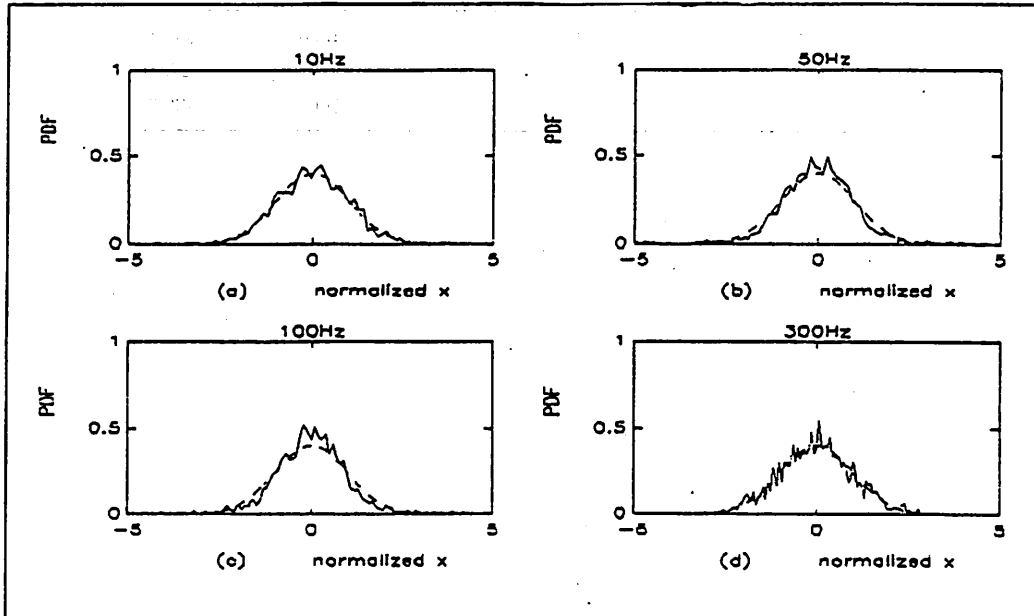


图5 仿真信号的PDF

Fig. 5 Simulated fatigue spalling signals

表4 采样频率和采样长度对峭度系数的影响

Table 4 Influence of sampling frequency and length on K_v

轴承状况	采样频率 (Hz)	数据段数	峭度系数 K_v			
			平均值	标准差	最大值	最小值
新轴承	20k	16	3.6	0.42	4.31	3.06
	10k	8	6.82	0.75	8.14	5.83
	5k	4	4.56	0.50	5.10	3.90
150小时后 有一个内圈 损坏	20k	16	8.40	3.63	14.90	2.29
	10k	8	16.97	7.44	26.62	7.15
	5k	4	14.33	7.44	23.23	7.41

表5 常规采样法与峰值采样法计算 K_v 值的比较。Table 5 Comparison of K_v under normal and peak sampling

变速箱型号	故障	档位	测点	常规采样法		峰值采样法	
				数据点数	K_v 值	压缩后的数据点数	K_v 值
315	保持 架坏	1	1	8192	6.86	1761	5.03
			2	8192	5.85	2089	5.40
6600	断齿	2	1	8192	34.0	1228	63.3
			2	8192	9.26	922	24.4
			3	8192	25.7	860	43.8

参 考 文 献

- [1] Dyer D, Stewart R M, Detection of Rolling Element Bearing Damage by ,Statistical Vibration Analysis, *J of Mechanical Design*, 100 (1978) , p227—239.
- [2] Methew J, Altredren R J, The Moinitoring of Geerbox Vibration Operation Under Steady Conditions, Proc. of 11th Conf. Mechanical Vibration and Noise, ASME, (1987), p49—54.
- [3] Li, C. Q. Chen K. X. Fault Diagnosis of Rolling Element Bearings and Gears Using Kurtosis Value with Peak—Sampling, Proc. of Conf. on Monitoring and Diagnosis Techniques, (1986)
- [4] 李川奇, 陈克兴, 滚动轴承的在线监测和故障诊断, 机械工程(增刊), 1984, p27—34
- [5] 李川奇, 陆长明, 机械故障诊断中无量纲幅域参数的特性, 中国科技大学学报增刊, 1988, p26—32
- [6] Li C Q, Pickering D C J , A Computerized Monitoring and Diagnosis System for Truck Transmissions, Proc. of 11th ICPR, (1991), P1805—1809.

Investigation of Robustness and Sensitivity of Non-dimensional Amplitude Parameters for Diagnosing Fatigue Spalling

Li Chuangqi Shen Lianguan Hu Kaicheng
(Department of Precision Machinery and Precision Instrumentation)

Abstract

This paper reveals the inherent relationship between non-dimensional vibration amplitude parameters and the progress of fatigue spalling. A theoretical model based on the probability density function of vibration signals obtained during the fatigue spalling cycle is proposed. The robustness and sensitivity of these parameters to fatigue spalling are discussed in detail and it is shown that computer simulations and experimental results are in good agreement with the theoretical analysis. The effects of data acquisition on the computation of above parameters are also discussed, and a peak sampling method is proposed in this paper.

Key word: fault diagnosis, fatigue spalling, robustness, sensitivity.

设计与发明*

孔凡让 李川奇 郑庆和
(精密机械系与精密仪器系)

摘要 本文探讨了设计与发明的内涵,把设计过程划分为目标设计、概念设计、参数设计、优化设计四个阶段。提出了需要集合、满足需要的产品集合、可实施产品集合、有竞争力产品集合、效应集合、参数集合等新概念。指出了什么是正向发明,什么是逆向发明。

关键词 设计,发明,集合,知识

1 引言

人类的进步、国家的强盛、企业的发展、生活的改善无不与发明与设计息息相关,然而对于发明与设计内涵长期以来没有形成一致的看法。本文试图对发明与设计的内涵进行一些探讨。

2 集合

2.1 需要集合 N

衣着、饮食、居住、旅行、娱乐、信息交流、安全、防卫、健康等等都是人类的需要。为了提高生产效率,人类需要生产设备;为了旅行,人类需要交通工具,人类的各种各样的主观需求构成了需要集合 N 。这种需要可以是非常大的也可以是非常小的。例如大到月球旅行、探索宇宙,小到吃饭时不会烫手,前者导致了宇宙飞船的发明,后者导致了筷子的发明。人类的这种主观需求是发明和设计的基本动力。

2.2 满足需要的产品集合 M

为了适应人类的主观需求,就希望开发出相应的产品来,“上下楼能省力就好”,这种需要导致开发各种升降装置。所有希望开发的产品构成了满足需要的产品集合 M 。

2.3 可实施的产品集合 K

在技术上可以实施的产品构成了可实施产品集

合 K 。在技术上可以实施的产品并不一定是满足人类需求的,例如可以给受伤的动物安装假肢,这并不能使人类生活直接或间接得到改善。

另一方面 M 集合中的产品虽然可满足人类需求,但在技术上不一定是可实施的。例如永动机可以满足人类对能源的需要,但在技术上不能实施。

M 集合与 K 集合的交形成了集合 T ,集合 T 是满足人类需要而又可以实施的产品集合。

$$T = M \cap K$$

集合 T 可用图 1 表示

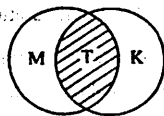


图 1. 集合 T 是 M 与 K 的交集

Fig. 1 Set T is the intersection of M and K

2.4 有竞争力产品集合 J

一个可以实施又可满足人类需要的产品属于 T 集合,但是它不见得是有生命力的产品。产品要在的竞争中生存,其成本、安全性、可靠性、寿命、外观、性

1992年11月20日收到

* 本课题得到国家自然科学基金资助

能等指标必须有竞争力。这些指标是对产品的约束条件,满足这些条件的产品构成了有竞争力产品集合 J 。 J 是 T 的子集,见图2

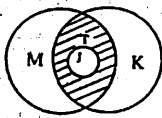


图2. J 是 T 的子集
Fig. 2 J is the subset of T

2.5 效应集合 B

无数的科学工作者通过大量研究,找到了很多的事物规律,例如电阻发热效应 $Q=0.24I^2Rt$,杠杆力放大效应 $F_1=F_2l_2/l_1$,电磁效应 $e=-dq/dt$,这些效应构成了效应集合 B 。

2.6 参数集合 P

产品有很多设计参数,例如对电动机,其性能参数有转速、功率、扭矩、惯量等,结构参数有轴径、轴长、外径、漆包线直径、匝数、绕组型式等,待设计的参数构成了参数集合 P 。

3 设计过程与集合之间关系

3.1 目标设计 α

从需要集合 N 到满足需要的产品集合 M 的映射,是目标设计,见图3,目标设计的目的是发现需

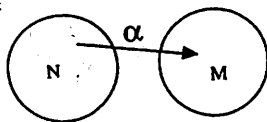


图3. 目标设计 α
Fig. 3 Objective design α

命、维修条件、维修费用、运行环境(空气湿度、湿度、海拔、粉尘……)、环境的干扰(噪声、排放、无线电干扰、射线……)等。

目标设计是一种战略决策,是高层次的决策活动。目标设计阶段有大量工作要做,例如确立的设计目标是否先进?在规定时间内能否完成?是否有市场前景?这需要对市场准确判断,对领域前沿深入了解,还需要敏捷的思维、创新的能力。

长期以来,许多工程师对于目标设计没有给予应有的重视,往往是由别人来提出问题,自己来解决问题。对于人类需要不敏感,不能敏锐的意识到什么是设计目标。爱因斯坦说:提出一个好的问题,问题就解决了一半。设计人员如果能够找准设计目标,常常能很快获得问题的满意解。例如下军棋需要三个人,其中一个人作为裁判。有人就发现设计一个电子裁判,使两人也可下军棋。这种发现确立了电子军棋裁判为设计目标,很快研判成功并获得了国家专利。

把设计人员推上销售市场,或去企业调研这都是发现需要的好办法。当生活中遇到不方便时就想一想别人是否也有类似遭遇。如果很多人都有类似的不方便,这就说明自发明产品解决这一问题的需要。

3.2 概念设计 β

从满足需要的产品集合 M 到效应集合 B 的映射是概念设计 β 。

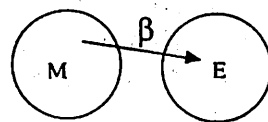


图4. 概念设计 β
Fig. 4 Conceptual design β

要,并且正确地阐述需要。目标设计的最终结果是产品设计任务书。设计任务书的一般形式为

$$x = f(u, G) \quad (2)$$

式中 x 是产品的设计目标, u 是产品应具有的功能,但不说明怎样去达到这个功能。这种描述方法不会束缚设计工程师的思路。例如需要把水提升到高处,设计目标是泵水装置,功能为把水从低处升到高处。如果指明研制电动水泵,就限制了产品的方案,因为可以产生风能、太阳能等抽水方案。

式(2)中 G 为约束条件。产品的约束条件通常有:成本、精度、效率、重量、尺寸、功率、可靠性、寿

概念设计的目的是寻找设计目标所适用的效应。

如果不能找到适用的效应,则所提出的设计目标 X 就是一个无法实现的设计目标。是一种不切实际的或至少近期内无法实现的幻想。这种幻想的集合可表示为

$$W = M \cap \bar{K} \quad (3)$$

(3)式中 W 是幻想设计目标集合, \bar{K} 是无法实施的产品集合。见图5。几百年来不断有人把永动机作为设计目标,但没有一个人找到适用的效应。这违反了自然规律,是错误的设计目标。如不放弃这一类设

计目标只能劳而无功。

成功的概念设计可以针对所提出的设计目标找到至少一种或多种适用效应,这表明所确立的设计目标 X 是集合 T 的元素,见图6。

图5 幻想

Fig. 5 Illusion

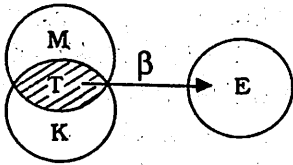


图6 成功的概念设计

Fig. 6 Successful conceptual design

X 是既满足人类需要又可实施的产品。

针对冬季房间寒冷,需要设计一种提高室温的产品。这一设计目标可以找到多种效应,电阻发热效应、地热效应、煤燃烧发热效应等等。

概念设计与目标设计一样是一种战略决策,它需要工程师具有广博的知识和丰富的设计经验。一个在概念设计阶段能提出新颖适用效应的工程师,其头脑中一般储存有许多效应知识。

针对某一设计目标提出的多个适用效应构成了适用效应集合 S , S 是 E 的子集。即 $S \subseteq E$ 。

3.3 参数设计 γ

定义1 符号参数变量:由\$和英文字符或字符串及数字表示的变量,例如:\$ X , \$ T_1 , \$Material。其中\$Material的变化区域可以是球墨铸铁QT60-2,QT70-2,或塑料,或水泥,或玻璃等。

定义2 产品参数空间 Y :针对某一产品其所有数值参数变量和符号参数变量所组成的空间。 Y ($F, D, \dots, \$Material, \$Batch, \$Procers, \dots$)其中 F, A, D, \dots 为数值参数变量。

从适用效应集合 S 到参数空间 P 的映射 γ_1 确定了产品参数空间;在产品参数空间 Y 中的搜索 γ_2 确定了产品具体参数 y ;从产品具体参数 y 到有竞争力的产品集合 J 的映射 γ_3 评价了产品的竞争能力, $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ 构成了参数设计 γ 。

参数设计的第一步 γ_1 是针对某一具体适用效应构思产品具体结构。虽然用同一个适用效应,但产品的结构是复杂多变的,例如利用电阻发热效应来设计电烙铁,其结构可以是外热式的,其发热体在外,烙铁芯在内,也可以是内热式的。在确定了产品具体结构后,也就确定了产品的待设计参数是哪些,即确定了产品设计空间 Y 。第二步是在产品设计空间 Y 中进行搜索,确定具体设计参数,即确定 y , Y 是产品参数空间 Y 中的一个点。第三步是对所确定的产品参数进行评价,如强度计算、刚度计算、重量计算、可靠性计算、寿命计算等。从而检查确定了具体参数值的产品的各项指标是否满足约束条件 G 。如果能满足约束条件 G ,则这个产品就是有竞争力的产品。如果不能满足约束条件 G ,则还要在参数空间 Y 中进一步搜索,再次确定一个 y ,然后对 y 进行评价。如果多次搜索出的 y 均不能满足约束条件 G ,则要重新考虑产品的结构,重选一个产品参数空间 Y 。对每一个适用效应都重复以上步骤,就可会得很多个产品方案,从而对这些方案进行比较。图7是参数设计的一个循环。

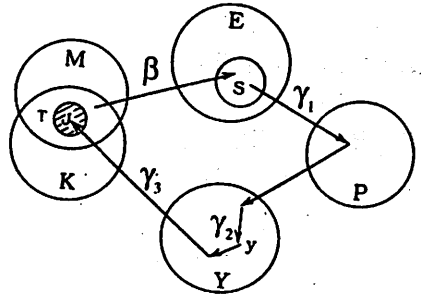


图7. 参数设计

Fig. 7 Parametric design

3.4 优化设计 Z

设计工程师努力想使所设计的产品在满足约束条件下指标最佳。例如使尺寸最小、重量最轻、成本最低等。用试探法在产品参数空间 Y 中的多次搜索来达到目的有盲目性,费时费力。优化设计是利用数学的方法来达到这一目的。首先建立一个目标函数,然后用变尺度法、拟牛顿法等数学方法来进行搜索,这种在 Y 空间中的数学搜索方法称为优化设计 Z 。

4. 设计与发明

4.1 正向发明

从人类需要出发通过目标设计 α 提出设计目标;通过概念设计 β 找到针对设计目标的适用集合 S ;通过参数设计 γ 设计出满足约束条件的有竞争力的产品;进一步通过优化设计设计出优质产品,这样一个过程可记为:

目标设计→概念设计→参数设计→优化设计。

设计过程见图8

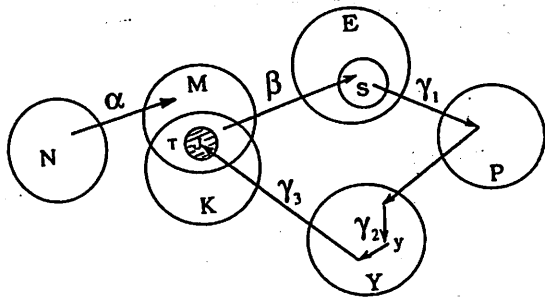


图8. 设计过程
Fig. 8 Design process

如果在目标设计阶段提出了新的设计目标;或者在概念设计阶段针对原有的设计目标提出了新的适用效应;或者在参数设计和优化设计阶段使产品获得了重大的指标改进;这就有了创见,就构成了正向发明。例如人躺在汽车底下修车,空间狭小、冬季寒冷。从改善工作条件这一需要出发,提出汽车举升器、发热修车卧垫做为设计目标。这就是提出了新的设计目标。又如利用超导的强磁效应产生的磁力做成的磁悬浮列车使用了新的效应。又如早期的怀表携带观看不方便,通过参数设计使之小型化做成了手表,这些都是有创新的正向发明。

正向发明可能遇到的问题是所提出的设计目标很难或无法找到对应的自然效应。

4.2 逆向发明

很重要的一类科学研究是从参数集合出发,探索新的效应,即求从P到E的映射,见图9。

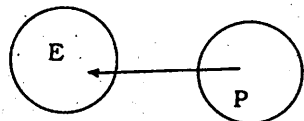


图9 产品设计中科学研究

Fig. 9 Scientific research in product design

如果通过科学研究找到了新的效应就扩大了E集合,可以利用新的效应设计出新的产品。然后检验这种产品是否满足人类的需要,这种过程为逆向发明。重大发明往往是逆向发明,在新效应的基础上往往可设计出一系列新产品来,象激光、X光、原子弹都是逆向发明。利用激光效应人们设计出激光精密测量仪器、激光切割机、激光热处理设备、激光唱机、激光武器、激光手术刀、激光美容仪等一系列产品。这就是为什么许多国家投入大量人力物力开展科学研究,寻找新的效应的原因。

如果仅仅提出新的效应,而不利用这种效应开发产品,就是科研与生产脱节。可惜我国许多科研机构没有设立开发新产品的机构,所研究的新效应束之高阁,不能产生经济效益。

5. 知识与发明

一个人的知识水平可表示为

$$L = \{A\}\{B\}^T \tag{4}$$

式(4)中 $\{B\}^T$ 是静态知识矩阵,它可进一步表示为

$$\{B\}^T = \begin{bmatrix} b_{11} & & & \\ & \ddots & & \\ & & b_{ii} & \\ & & & \ddots \\ & & & & b_{mm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_1 \\ \vdots \\ K_m \end{bmatrix} = [b]\{K\}^T \tag{5}$$

式(5)中 $\{K\}$ 是知识基矩阵, $\{K\}^T$ 的每一个元素代表人类已形成的一门专门知识,例如 K_1 数学知识, K_2 电工学知识, K_3 机械知识,……等等。式中 $[b]$ 是知识结构矩阵, $[b]$ 中元素 b_{ii} 表示该人对第 i 门知识的掌握程度。 $b_{ii}(i=1, \dots, m)$ 在0到1之间变化,如 $b_{ii} = 0$ 表示其对第 i 门知识一窍不通,如 $b_{ii} = 1$ 表明其对第 i 门知识已全部掌握。

式(4)中 $\{A\}$ 为动态知识矩阵可进一步表示为

$$\{A\} = \{a_1, a_2, \dots, a_n\} \begin{bmatrix} a_{11} \dots a_{1n} \\ \dots \dots \\ a_{n1} \dots a_{nn} \end{bmatrix} = \{a\}[a] \tag{6}$$

式(6)中 $\{a\}$ 为 $1 \times n$ 创新基矩阵, $\{a\}$ 的每一个元素代表人类已形成的一种创新方法,例如头脑风暴法、特性列举法、产品目录法等。 $\{a\}$ 为知识杠杆矩阵,表示该人已掌握的创新方法的程度。

一个人的创新能力是静态知识与动态知识的综合,如果只掌握静态知识,则会成为一个书呆子,学

什么会什么,不会举一反三。如果一个人动态知识很好,但静态知识太少,则虽然能搞出一些新花样,但不可能超出其知识水平以外。一个没有电子学知识的人不可能设计出电子裁判军棋装置。

目前我国的教育侧重于静态知识,很少传授发明方法学等动态知识,这往往培养出高分低能的学生。

参 考 文 献

- [1] Johnson R C, 'Design synthesis—aids to creative thinking', *Machine Design*, 15(1983)
 [2] Seirey A, *Methodology of Mechanical Systems Design*, WPKS, 1981

Design and Invention

Kong Fanrang Li Chuanqi Zheng Qinghe

(Department of Precision Machinery and Precision Instrumentation)

Abstract

This paper explores the connotation of design and invention, dividing the design process into four phases: objective, conceptual, parametric and optimal. New concepts are proposed such as necessity set, product set meeting necessity, applicable product set, practical product set, competitive product set, effect set and parameter set. And the terms of right invention and inverse invention are also explained.

Key word: design, invention, set, knowledge.

多自由度机器人的约束控制

竺长安

(精密机械及精密仪器系)

摘要 利用线性多变量控制中的几何方法,分析了机械手结构及外部环境对约束运动的限制。把运动空间分为力控制空间及位置控制空间两部分,揭示了约束运动的内在特性。将力控制与位置控制的概念统一起来,对机械手的作业分析十分有效。

关键词 机器人控制,力—位置混合控制,工业机器人

1 前言

机械手机器人在工作时,几乎都要受到各种各样的约束。譬如,将某物体从 a 点移到 b 点时,机械手的端点(end effector)并不是沿着连接 a 、 b 两点的直线运动,它的运动轨迹要受到机械手本身结构的影响和外部环境的限制。最近,吉川恒夫利用Jacobian矩阵对机械手的结构影响进行了评价,提出了可操纵性的概念^[1]。这种方法对以控制为前提的机械手机构学来说,确是十分有效的,然未考虑外部环境的限制。外部环境,按它与机械手的相互作用性质,可以分为两类:(1)为避开障碍物或按工作要求,希望机械手沿着某一空间曲线运动。象焊接时,机械手的端点应该沿着焊缝前进等。这类约束实际上是虚拟的,当机械手偏离约束状态时并不受到惩罚,即约束面丝毫不能产生恢复力。这类约束暂且称为软约束。(2)另一类约束,如机械手摇柄时,端点就必须随着手柄走圆弧。当机械手偏离约束时,就会受到约束力的作用,产生回复到约束状态的运动趋势,这类约束暂且称为硬约束。

软约束控制实际上是轨迹跟踪,机械手控制实现的方法之一,是指定轨迹上的若干点,然后控制各关节的伺服系统通过上述点对应的关节角度。Paul还进一步推荐用多项式来连接关节角度^[2]。这些方法是把各关节分开进行单独控制,在低速时还是有效的,当运动速度较高时,人们又提出了多种改进方

法来设计轨迹^[3]。

对于硬约束控制,可以代入约束条件,使系统的阶次降低。然后选择适当的座标,将问题归结到低次空间的无约束控制。但是,这种方法对非线性约束很难奏效。Mason引入了C-surface的概念^[4],将约束空间分为两部分,一部分为力约束,另一部分为位置约束。Raibert在此基础上给出了位置/力混合控制^[5]。

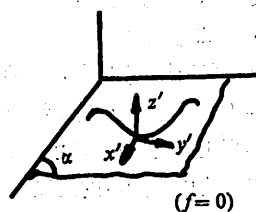


图1 描绘 α 面内的曲线($f=0$)

Fig. Writing on the α -surface

上述这些方法对于简单的约束容易处理而且直观,但当约束复杂,数目较多时,用上述方就很难得到满意的效果。同时该方法是两类约束分开独立处理的,而在实际问题中,可能一段是软约束,另一段是硬约束,甚至同一段的某一方向是软约束,另一方向是硬约束(图1)。本文则试图综合考虑各类问题,首先,考虑机械手本身结构对运动约束的限制,

1992年11月20日收到。

国家自然科学基金资助项目。

然后,将运动空间按自然属性进行分离,最后给出相应的控制方法,得到的结果与现有理论并不矛盾。

2 约束空间及环境限制

设机械手的作业空间(end effector 的移动空间)为 m 维,相应的座标为 $x = (x_1, x_2, \dots, x_m)^T$,工作目的和约束一般都在这个空间给出。对 r 个约束,可以表示为

$$f(x) = [f_1(x), f_2(x), \dots, f_r(x)]^T = 0 \quad 0 \leq r \leq m \quad (1)$$

$f(x)$ 的每个分量 $f_i(x)$ ($1 \leq i \leq r$)代表一约束,这 r 个约束必须是相容的。通常,机械手的末端座标(end effector 的位置) $x' = (x'_1, x'_2, \dots, x'_r)$ 并不满足约束,即

$$f(x') = [f_1(x'), f_2(x'), \dots, f_r(x')]^T \neq 0 \quad (2)$$

这时,约束面给机械手的作用力为 $F = (F_1, \dots, F_r)^T$

$$F = \left(\frac{\partial f}{\partial x}\right)^T \lambda \quad (3a)$$

$$\text{或} \quad \bar{F} = \left(\frac{\partial f}{\partial x}\right)^T K \quad (3b)$$

式中, λ 为不定乘子, K 为约束面的刚度矩阵,

$$K = \text{diag}(k_1, k_2, \dots, k_r) \quad (4)$$

根据约束的性质不同,可以分为三种形式:

(I) 若 $K_i = 0$ 表示 $f_i = 0$ 是软约束,仅要求跟踪 $f_i = 0$ 曲线,实际上并无力的作用,不妨看作为位置趋于 $f_i = 0$,控制约束力为零的运动。

(II) 若 $K_i \rightarrow \infty$ 表示 $f_i = 0$ 是刚性约束,位置始终满足 $f_i = 0$,它不能改变,但约束力可以控制为任意值,它是硬约束的极限形式。

(III) 若 $0 < K_i < \infty$ 则表示 $f_i = 0$ 是一般的硬约束,约束刚度系数为 K_i 。

软约束进行的控制是希望 $f_i \rightarrow 0$ 。硬约束则希望力 $K_i f_i \rightarrow F_i$ (作用力的目标值)。

对于 n 个自由度的机械手,控制输入是加在机械手的关节座标空间的,因此有必要将约束力 F 从作业空间 $x = (x_1, \dots, x_m)^T$ 等效变换到关节空间 $\theta = (\theta_1, \dots, \theta_n)^T$ 中去。设约束力等效到 θ 空间的广义力为 $F_\theta = (F_{\theta 1}, F_{\theta 2}, \dots, F_{\theta n})^T$ ($m \leq n$)

$$\text{则} \quad F_\theta = J^T F = J^T \left(\frac{\partial f}{\partial x}\right)^T \lambda \quad (5)$$

式中 J 为机械手的雅可比(Jacobian)矩阵。

这时,利用Lagrange方法,可以得到机械手的运动方程

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}}\right) - \left(\frac{\partial L}{\partial \theta}\right) = J^T \left(\frac{\partial f}{\partial x}\right)^T \lambda + E u \quad (6)$$

其中, $L = T + V$, T —系统的动能, V —系统的势能。

$E \in R^{n \times l}$ 驱动结构矩阵,由驱动源的安装方式决定, $U \in R^l$ 控制输入矢量。式(6)的右边两项为广义力, $E u$ 为控制输入力。它的施力区域为 E 的值域; $J^T \left(\frac{\partial f}{\partial x}\right)^T \lambda$ 为约束力,它产生的区域为 $J^T \left(\frac{\partial f}{\partial x}\right)^T$ 的值域。其中 $J \left(\frac{\partial f}{\partial x}\right)$ 分别是关节座标 θ 和作业座标 x 的函数,它们在不同工作点取不同的值。若在某时

$$\text{Im} \left[J^T \left(\frac{\partial f}{\partial x}\right)^T \right] \not\subset \text{Im} [E] \quad (7)$$

这里 Im 表示值域,或更进一步 $\text{rank}(J) < m$,那么,沿着某方向给机械手施加力的时候,并不产生相应的位移。即在奇异点上,机械手将会丧失某些方向的自由度。因而,该方向的力和位移也就不能控制了。

所以,要实现约束控制,就必须在整个工作区域满足:

$$(i) \quad \text{Im} \left[J^T \left(\frac{\partial f}{\partial x}\right)^T \right] \subset \text{Im} (E) \quad (8)$$

$$(ii) \quad \text{rank}(J) = m \quad (9)$$

实际上,如果在机械手的每个关节上都装有驱动源,即 $l = m$,则驱动结构矩阵 E 的值域就是整个 n 维关节空间,所以(8)式一般总是满足的。当(8)式不满足,则 E 的值域不是全空间的,表明系统的驱动控制性能较差,此时约束控制目标一般是不能达到的。但对于硬约束,它可以被动地适应系统状态,提高控制性能。

式(6)是约束控制系统的动力学方程,它与无约束系统的动力学方程唯一的差别是方程右边的主动力有两项,除了输入项($E u$)之外,又增加了一个约束项 $\left(\frac{\partial f}{\partial x}\right)^T \lambda$,这就是使得系统的控制性能提高,甚至原先不可控的系统,在附加了约束之后,也可能变为可控系统。如图2所示的机械手系统关节1输入恒为零,所以机械手与外界没有力矩交换,整个系统的动量矩守恒,是不可控的。如果给该系统附加一个硬约束 $f = 0$ (图3所示,软约束不能改变系统的控制性能),则系统就变为可控。实质上,原系统有两个自由度,但只有一个输入,因而不可控。而附加一个硬约束,就相当于减少了系统的一个自由度,所以提高了系统的控制性能。不过此时要控制 $K_i f_i = F_i$ (约束力的目标值)是办不到的,因而说约束并不能成立。

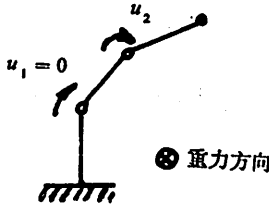


图2 两关节机械手,一个输入系统不可控
Fig. 2 Two-link manipulator with one input, uncontrollable

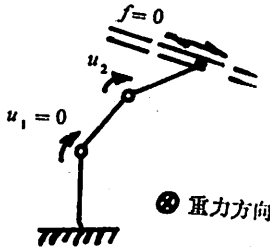


图3 增加一个硬约束后,系统可控
Fig. 3 With the addition of a hard-constraint, controllable

在进行了上面的讨论之后,为了更清楚地说明问题,不妨设机械手的关节数目 n 与作业空间维数 m 相等,并且每个关节都装有一个驱动源。则

$$\text{rank}(E) = n \quad (10)$$

机械手的末端座标 $x = x(\theta)$, 在 $\text{rank}(J) = n$, $\text{rank}(\frac{\partial f}{\partial x}) = r$ 时,约束条件可以表示为

$$f(x) = f(\theta) = 0 \quad (11)$$

这时方程(6)变为

$$A(\theta)\dot{\theta} = G(\theta, \dot{\theta}, t) + (\frac{\partial f}{\partial \theta})^T \lambda + E u \quad (12)$$

其中: $A(\theta) \in R^{n \times n}$ 为惯性矩阵

$G(\theta, \dot{\theta}, t) \in R^n$ 为重力、哥氏力等作用矢量,

$$\theta = (\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n)^T$$

这就是约束运动在关节座标空间 θ 中的表达式。

3 运动空间的自然划分

机械手的运动是一面满足约束条件,一面向目标移动。因此,可以将运动分为有效工作移动和满足约束的运动(图1)。下面就以此来划分运动空间。当约束被破坏时,必然要产生约束力,满足约束的运动是离不开力的。由式(12)可以看出力控制即约束力的控制是在 $\text{Im}(\frac{\partial f}{\partial \theta})^T$ 上进行的。它的维数:

$$\dim \left[\text{Im} \left(\frac{\partial f}{\partial \theta} \right)^T \right] = \text{rank} \left(\frac{\partial f}{\partial \theta} \right)^T = r \quad (13)$$

即 r 维的 $\text{Im}(\frac{\partial f}{\partial \theta})^T$ 空间是满足约束的力控制空间。对于理想约束 $f(\theta) = 0$, 约束力 $(\frac{\partial f}{\partial \theta})^T \lambda$ 对沿着约束面的位置运动 S , 所做的功应为零, 即

$$\left(\frac{\partial f}{\partial \theta} \right)^T S = 0 \quad (14)$$

从而自然推出有效工作移动的位置控制是在 $\text{ker}(\frac{\partial f}{\partial \theta})^T$ 上进行的。(这里 $\text{ker}(\frac{\partial f}{\partial \theta})^T$ 表示 $(\frac{\partial f}{\partial \theta})^T$ 的零空间)。它的维数是

$$\dim \left[\text{ker} \left(\frac{\partial f}{\partial \theta} \right)^T \right] = n - \dim \left[\text{Im} \left(\frac{\partial f}{\partial \theta} \right)^T \right] = n - r \quad (15)$$

即 $n - r$ 维的 $\text{ker}(\frac{\partial f}{\partial \theta})^T$ 为位置控制空间。整个运动空间 R^n 可以写为:

$$R^n = \text{Im} \left(\left(\frac{\partial f}{\partial \theta} \right)^T \right) \oplus \text{ker} \left(\frac{\partial f}{\partial \theta} \right)^T \quad (16)$$

式中 \oplus 代表直和, 它表示 n 维的运动空间 R^n 在受到 r 维的约束后, 分离为满足约束的 r 维力控制空间 $\text{Im}(\frac{\partial f}{\partial \theta})^T$ 和有效工作移动的 n 维位置控制空间 $\text{ker}(\frac{\partial f}{\partial \theta})^T$ (示意图如图4)。在将空间划分两部分之后, 再定义算子 P :

$$P = \left[I_n - \left(\frac{\partial f}{\partial \theta} \right)^T \left(\frac{\partial f}{\partial \theta} \right)^{-1} \left(\frac{\partial f}{\partial \theta} \right)^T \right]^{-1} \left(\frac{\partial f}{\partial \theta} \right)^{-1} \quad (17)$$

式中 I_n 为 n 阶单位矩阵, 容易验证:

(i)
$$P \left(\frac{\partial f}{\partial \theta} \right)^T = 0$$

(ii)
$$P^2 = P$$

(iii)
$$\text{rank}(P) = n - r$$

即 P 为向 $\text{ker}(\frac{\partial f}{\partial \theta})^T$ 空间的投影算子。

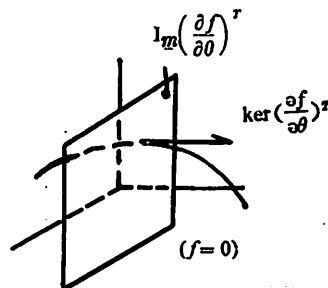


图4 运动空间的划分

Fig. 4 The motion space is divided into two sub-space

为了更好地理解上述空间划分及投影算子 P , 我们来看: 在无约束时 $r = 0$, $\text{Im}(\frac{\partial f}{\partial \theta})^T$ 的维数是零,

这时是无约束自由运动,整个空间进行的都是位置控制.由式(17)得到 $P = I_n$, 从而有 $R = \ker(\frac{\partial f}{\partial \theta})^r$.

若约束数目与空间维数相等 $r = n$, 这时在各方向都有约束,运动自由度为零,整个空间进行的都是力控制.由式(17)得 $P = 0$ 从而有 $R = \text{Im}(\frac{\partial f}{\partial \theta})^r$, 这样从运动空间划分方法得到的结果与直观理解完全一致.

对应于上述运动空间的划分控制输入也可以分为对应的两部分.将运动方程(12)式向 $(\frac{\partial f}{\partial \theta})^r$ 上投影:

$$PA\dot{\theta} = PG + PEu \quad (18)$$

由于 n 阶方阵 P 的秩 $\text{rank}(P) = n - r$ 和 $P^2 = P$, 所以存在满秩矩阵 T, α , 使得

$$PET = P[E_1^r; E_2^r] = [0 \cdots 0; E_2] \quad (19)$$

$$\text{取 } u = TV = T[V_1; V_2], V_1 \in R^r, V_2 \in R^{n-r}$$

则有
$$Eu = ETV = E_1V_1 + E_2V_2 \quad (20)$$

由 $PE_1 = 0, (\frac{\partial f}{\partial \theta})^r E_2 = 0$, 可以得出控制输入

$$Eu = E_1V_1 \oplus E_2V_2 \quad (21)$$

其中, E_1V_1 是输入 $\text{Im}(\frac{\partial f}{\partial \theta})^r$ 空间, 进行维持约束的力控制. E_2V_2 是输入 $\ker(\frac{\partial f}{\partial \theta})^r$ 空间, 进行有效工作移动的位置控制.

维持约束的力控制, 可以将约束方程 $f(\theta)$ 对时间求导两次代入式(12)得

$$\begin{aligned} \ddot{f} &= \frac{d}{dt}(\frac{\partial f}{\partial \theta})^r \dot{\theta} + (\frac{\partial f}{\partial \theta})^r A^{-1}G + \\ & (\frac{\partial f}{\partial \theta})^r A^{-1}(\frac{\partial f}{\partial \theta})^r \lambda + (\frac{\partial f}{\partial \theta})^r A^{-1}Eu \\ &= \frac{d}{dt}(\frac{\partial f}{\partial \theta})^r \dot{\theta} + (\frac{\partial f}{\partial \theta})^r A^{-1}G + \\ & (\frac{\partial f}{\partial \theta})^r A^{-1}(\frac{\partial f}{\partial \theta})^r \lambda + (\frac{\partial f}{\partial \theta})^r A^{-1}E_1V_1 \end{aligned} \quad (22)$$

因为 E_1 列满秩, $(\frac{\partial f}{\partial \theta})^r$ 行满秩, 所以 $(\frac{\partial f}{\partial \theta})^r A^{-1}$ 可逆, 取

$$V_1 = V_{11} + V_{12} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} V_{11} &= - \left[(\frac{\partial f}{\partial \theta})^r A^{-1}E_1 \right]^{-1} (\frac{\partial f}{\partial \theta})^r A^{-1}(\frac{\partial f}{\partial \theta})^r \lambda \\ &= - \left[(\frac{\partial f}{\partial \theta})^r A^{-1}E_1 \right] (\frac{\partial f}{\partial \theta})^r A^{-1}(\frac{\partial f}{\partial \theta})^r F^0 \end{aligned} \quad (24)$$

$$V_{12} = - \left[(\frac{\partial f}{\partial \theta})^r A^{-1}E_1 \right]^{-1}$$

$$\left\{ \frac{d}{dt}(\frac{\partial f}{\partial \theta})^r \dot{\theta} + (\frac{\partial f}{\partial \theta})^r A^{-1}G + af + bf \right\} \quad (25)$$

其中 F^0 是约束力(作用力)的目标值, 这样就有:

$$\dot{f} + af + bf = 0 \quad (26)$$

即对于任意初始值 $f(\theta_0) \neq 0$ 总可以选择 a, b 使得约束得以满足 ($f \rightarrow 0$). 接着再看 $\ker(\frac{\partial f}{\partial \theta})^r$ 上进行的有效位移控制, 由式(18), (19)有:

$$PA\dot{\theta} = PG + E_2V_2 \quad (27)$$

E_2 列满秩, 可取

$$V_2 = - (E_2^r E_2)^{-1} \{ E_2^r PG + E_2^r PA[c\dot{\theta} + d(\theta - \theta^0)] \} \quad (28)$$

其中 θ^0 是位置目标值, 将 V_2 代入(27)式有:

$$\dot{\theta} + c\dot{\theta} + d(\theta - \theta^0) = 0 \quad (29)$$

通过选择 c, d 可以使系统满足我们的要求. 具体算法:

(1) 求 $\text{Im}(\frac{\partial f}{\partial \theta})^r, \ker(\frac{\partial f}{\partial \theta})^r$ 空间的基底

(2) 计算

$$P = I_n - (\frac{\partial f}{\partial \theta})^r \left[(\frac{\partial f}{\partial \theta})^r A^{-1}(\frac{\partial f}{\partial \theta})^r \right]^{-1} (\frac{\partial f}{\partial \theta})^r A^{-1}$$

(3) 由 $PE_1 = 0, (\frac{\partial f}{\partial \theta})^r E_2 = 0$ 计算 E_1, E_2

(4) 由(24)、(25)、(28)式计算 V_1, V_2

(5) 控制输入 $Eu = E_1V_1 \oplus E_2V_2$

5 结束语

本文利用线性多变量控制中的几何方法, 分析了机械手结构及外部环境对约束运动的限制, 把整个运动空间分为力控制空间及位置控制空间两部分, 揭示了约束运动的内在特性, 这对机械手的运动分析十分有效. 提出的设计方案, 结构简单, 可靠性高, 易于在工业中采用. 目前使用的机械手大都是用来喷漆、弧焊或在危险区域工作, 这类机械手对精度有一定要求, 对速度一般要求不很高, 本文的研究工作正是结合这种实际情况而作. 在速度没有很高要求的条件下, 应用本文的控制方案设计出的机械手, 终端跟踪精度较高. 在高速运动控制时, 对模型的准确性要求较高, 稍有误差就会给控制精度带来很大的影响, 这些都有待以后解决.

参 考 文 献

- [1] Yoshikawa T, *Int. of Robotics Research*, 1 (1982) No. 1, p 79~90.
- [2] Pauk R P *Robot Manipulators, Mathematics, Programming and Control*, MIT Press, Cambridge, Mass, 1981.
- [3] Tatani T, *ASME J. of DSMC*, 102(1981) No. 2, p215~221.
- [4] Hemami H, *IEEE-AC*, 24(1979), No. 4, p568~574.
- [5] Mason M T, *IEEE, SMC*—11(1981), No. 4, p418~432.
- [6] Raibert M H, *Hybrid Position—Force Control of Manipulators Robot Motion Planning and Control*, MIT Press, Cambridge, Mass(1981)
- [7] Wonhom W M 著, 姚景伊等译, 线性多变量控制(一种几何方法), 科学出版社, 1981年, p118~141.
- [8] 竺长安等, 两足步行机器人的约束协调控制, 计算方法与控制, 8 (1989), NO. 2, p30~36.

Control of Constrained Rrobot Manipulator

Zhu Changan

(Department of Precision Machinery and Precision Instrumentation)

Abstract

This paper analyses the structure of manipulator and the restriction of the external environment on constrained motion by the geometrical method as used in linear multi-variable control. Dividing motion space into force-control space and position-control space. This paper reveals the nature of constrained motion. The two concepts of force-control and position-control are unified, which is very effective for the analysis of manipulator operation.

Key words: industrial robot, robot control, hybrid control

自行车骑行姿势的实验研究

周榆生 苏少敏 邱明

(精密机械与精密仪器系)

摘要 从人机工程学的观点对三种不同的自行车骑姿进行了实验分析及评价。采用主观感觉标定法(RPE值)及表面肌电测定法(EMG图)在自行车室内模拟台架上完成实验。分析数据证明上半身向前倾 30° — 45° 的前倾式骑行姿势更符合人机学原理,是日常骑行条件下比较理想的骑姿。

关键词: 自行车骑姿, 机体疲劳, 人机学表面肌电

1 前言

我国拥有一亿多辆自行车,自行车产量居世界第一。随着我国工农业的迅速发展,人民生活水平的日益提高,自行车逐渐从作为代步和短途运输工具向旅游、运动、健身工具扩展,自行车的设计和生已成为十分重要的工作。

我国现行的国家自行车质量40项标准基本上套用ISO的有关标准,强调的是自行车的使用寿命、行驶安全性、标准化、工艺性、强度和最大允许负荷、重量、外形、美观等,并没有考虑人的因素,不是按人的要求来设计自行车。我们认为这还是一种以机械为中心的设计思想,即以机械为中心,通过挑选与训练,使人去适应机械。

按照人机工程学的观点,只有当自行车的结构尺寸和形状符合人体参数,控制力的大小符合人的体力参数,人和自行车才能工作在最佳状态:即在同样的骑行条件下,人的机体负担最小,机体疲劳最轻,主观感觉最舒适、最轻松,能量利用率最高。这样的骑行姿势就是符合人机学原理的最佳骑行姿势。这是我们对自行车骑行姿势进行研究和评价的基本出发点。

2 自行车骑行姿势的分析

自行车的日常骑行一般以每分钟60~70转的

速度蹬脚踏为最合适,它与人自身的固有节奏相符。在骑行姿势方面,根据上身的倾斜程度,有直立式、前倾式和下扑式三种,其中直立式是人们目前采用最多的。

1.1 直立式骑行姿势

在一定程度上符合人体力学原则,但在骑行中,人的机体负担较大,其原因为:

a)面积很小的鞍座负担大部分体重,臀部易疲劳;

b)人的上半身肌肉群在骑行中基本上没有加以利用,全部输出功率由下肢的肌肉群发出,当遇到较大骑行阻力时(如爬坡),骑车人会感到吃力;

c)骑行时空气阻力大,特别当遇到强逆风时,骑车人被迫降速或使上身前倾;

d)直立骑行时,鞍座距中轴较远,大小腿骨骼的活动范围大,比较适合骑慢车。如果踏速提高到每分钟65转,肌肉的收缩速度将难以适应。

直立式骑行姿势的优点是头部自然垂直,视野宽广,操纵平稳,适宜于下坡、骑慢车和顺风骑行。

2.2 下扑式骑行姿势

下扑式骑姿是赛车运动员经常采用的。骑车人

1992年11月20日收到

肌肉处于紧张状态,上身离开鞍座前倾,几乎成水平,此时挡风面积最小,骑行阻力最小,而且容易利用上半身肌肉群的力,可以发挥最大蹬力来提高车速。但是日常骑行不宜采用这种骑姿,原因有:

- a) 身体前倾达80°,腰椎弯曲变形很大,长时间骑行腰椎负担重,很容易疲劳;
- b) 身体重心前移,手臂负担过重,容易引起手臂的局部疲劳。

2.3 前倾式骑行姿势

这种骑姿要求骑车人上身前倾30°—45°,自行车的车把横管反装上翘形式,鞍座位置略低于车把位置。据有关资料介绍,采用前倾式骑姿时,肌肉可以得到放松,可防止腰酸背痛。这种骑姿,挡风面积比直立式骑姿小,空气阻力较小,有利于提高骑行速度。我们的实验也证明,前倾式骑姿既能保证骑行所需的输出功率,又考虑到了骑行的舒适性,是符合人机学原理的比较理想的日常骑行姿势。

3 骑行机体疲劳的测定方法

人骑自行车时的机体疲劳属于作业疲劳,它是指骑行者在连续骑行一段时间内,运动机能的衰退和产生疲劳感觉的现象。我们采用了下列三种方法来测定骑行的机体疲劳:

3.1 肌电(Electromyogram 简称为EMG)法

肌肉收缩时,伴随有动作电位的产生。我们将表面电极贴放在骑行中运动负荷最大的肌肉上,肌肉收缩的电位变化通过表面电极接收,经过放大绘出肌电图。将肌电的时域信号进行快速傅里叶变换得到其功率密度谱。根据Cobb和Forbes的研究,随着肌肉疲劳的加剧,肌电信号的功率密度谱中低频成分的幅值增加,而高频成分的幅值降低^[1]。Vitasalo和Komri的实验得出结论,功率谱密度曲线的中值频率(Median Frequency 简称MF,见图1)可以反映肌肉疲劳的生理过程,当肌肉疲劳时,肌电信号的中值频率将作线性或指数下降,其下降幅度反映肌肉的疲劳过程^[2]。我们采用Richard W Schoenmarklin 提出的将中值频率下降的百分值作为机体疲劳指数^[3]:

$$MF \text{ 下降百分值} = \frac{|MF \text{ 终值} - MF \text{ 初值}|}{MF \text{ 初值}}$$

3.2 感觉负荷标定法

自行车骑行是一种体力作业,当骑车人以一定速度骑行一定时间后,会因作业疲劳而综合性地表

现出一系列的主观反应。这类主观反应与其工作负荷密切相关。我们选用Borg首先提出的感觉负荷等级标定法来测量骑车人的主观感觉上的负荷^[4]。标定法是由被实验者根据主观感觉负荷的轻重,在6—20之间选择一个标定值(简称为RPE值),表1是主观感觉与标定值的对照表。

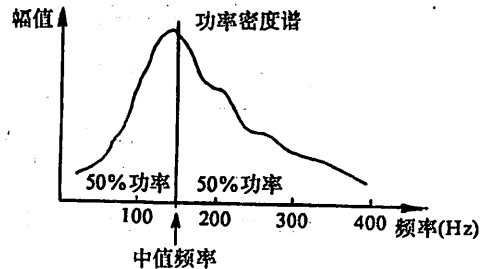


图1 肌电频域特性参数

Fig. 1 EMG characteristic parameters in frequency domain

6	
7	Very very light
8	
9	Very light
10	
11	Fairly light
12	
13	Somewhat hard
14	
15	Hard
16	
17	Very hard
18	
19	Very very hard
20	

表1 主观感觉负荷与标定值对照表
Correspondence of subjective load and RPE

3.3 心率测量法

身体作业时,心脏供血量突然增大,心跳突然加快,心率的增加幅度是一个与运动状态相关的生理参数,可以根据心率的变化幅度来判断身体运动的强度和相应的疲劳程度。

4 实验装置

我们设计的自行车实验台是用来模拟室外自行车运动的加载及测试装置,见图2。在实验台上可以

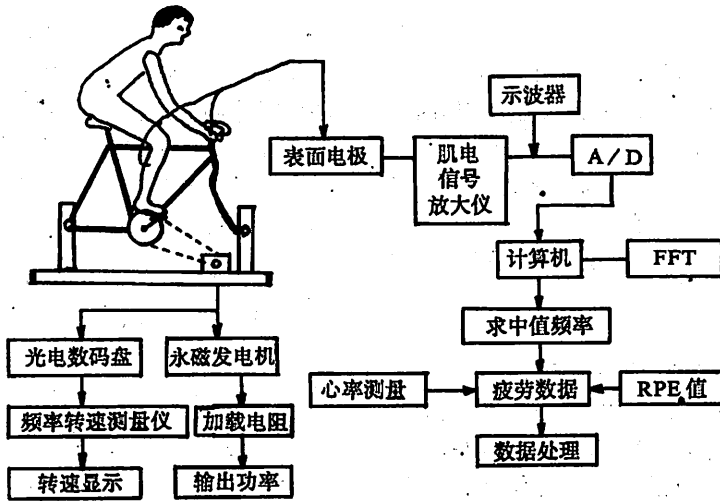


图2 实验装置框图

Fig. 2 Block diagram of experiment setup

安装不同尺寸和不同型号的自行车(卸去两车轮), 与之相联的永磁发电机输出端接有可变加载电阻, 用来改变发电机的输出电流和功率, 从而对自行车施加不同的负载。后链轴上还装有光电数码盘, 每转输出1024个方波脉冲。我们设计了采用单片机的频率转速测量仪, 通过测定脉冲的频率可得出自行车的转速。

5 肌电信号的采集及处理

表面肌电信号是相当复杂而微弱的生物医学信号(微伏或毫伏级), 有较强的随机性及背景噪音。我们采用本实验室研制的肌电信号放大仪进行预处理; 前置放大450倍; 20Hz—450Hz带通滤波; 增益放大到450至10000倍再经A/D转换送入计算机进行处理。

数据处理和分析程序总框图见图4。程序由五个模块组成。每两分钟采集肌电信号一次, 采集频率1024Hz。

6 实验结果

对自行车骑行姿势进行人机学评价的重点放在对不同骑姿时骑车人机体疲劳的测定。现代自行车的菱形车架和曲柄驱动方式决定了骑车人的下半身姿势, 因此骑行姿势的变化主要在上半身。本实验从主客观两方面来研究不同的骑姿对机体疲劳程度的影响, 所研究的骑姿有三种: 身体前倾0°—15°的直立式骑姿, 前倾30°—45°的前倾式骑姿和前倾70°—85°的下扑式骑姿。

挑选八名男性大学生志愿者参加本实验。由于各人的体型参数不同, 实验前每位实验者根据实验要求和自己的身材调节鞍座和车把的位置, 直到自己满意为止。

在实验者的小腿背部肌肉上贴放表面电极, 此部分肌肉在骑行中运动负荷最大。表面电极选用灵敏度较高的美国3M公司出品的Red Dot运动型电极, 采取双端输入的双电极测量方式。用两个测量电极沿肌肉纤维方向贴放, 两电极相距4cm, 另外用一个参考电极贴放在手臂尺骨内侧肌肉上, 作为肌电信号的地电位。

实验者按任意顺序在自行车实验台上完成三种骑行姿势的实验, 每次实验时间为16分钟。实验中保持自行车长时间骑行的最佳踏速: 每分钟60—70

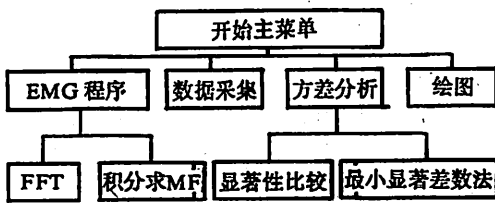


图3 数据处理及分析程序流程框图

Fig. 3 Flow chart of data processing and analysis

转,每隔二分钟进行一次肌电信号的数据采集。同时询问实验者的主观感觉负荷RPE值的大小。实验结束后再测量实验者的心跳次数作为心率终值。必须等到实验者的心跳恢复到初值后才能进行下一次实验。每次实验重复两次。

数据处理中用单因素多组群方差分析法确定各组数据是否存在显著性差异,如果差异显著,再用最小显著差数法寻找显著性差异存在于那些数组之间。

表2为实验结束时中值频率MF下降百分值,即疲劳指数。

八位实验者的中值频率下降百分值的均值为:直立式—29.55;前倾式—23.47;下扑式—30.75。应用方差分析得出三组数据之间存在极显著的差异,说明骑行姿势的改变极显著地影响疲劳指数的改变。从均值来看前倾式骑姿的疲劳指数(23.47)最小。

表3为三种骑行姿势实验开始和结束时的主观感觉负荷RPE值。

表2 实验结束时中值频率下降百分值
(8名实验者,3种骑姿)

Table. 2 Reduced percentage of MF at the end of experiment

实验者	→		
	直立式	前倾式	下扑式
WXM	27.30	19.63	29.28
ZhB	22.38	16.60	27.76
CZh	31.01	22.79	30.04
LJB	34.58	27.39	32.58
TCF	26.81	22.12	30.38
LWD	34.03	28.32	33.21
DXP	35.21	29.53	34.56
WJC	27.48	21.34	28.16

实验结束时八名实验者的感觉负荷RPE值的均值为:直立式—14.63;前倾式—13.63;下扑式—15.13。进行方差分析的结果说明骑行姿势极显著地影响感觉负荷。从均值看前倾式骑姿的感觉负荷RPE值最小。

表3为三种骑行姿势实验八名实验者开始实验和结束实验时的心率。心率增量均值为:直立式—14.875;前倾式—14.50;下扑式—15.75。方差分析的结果说明三种骑姿的心率增量没有显著的差异。

表3 RPE值实验数据(8名实验者,3种骑姿)
Table. 3 RPE experiment data

实验者	直立式		前倾式		下扑式	
	开始	结束	开始	结束	开始	结束
WXM	7.0	13.5	7.0	12.5	7.0	14.0
ZhB	7.0	14.0	7.5	13.5	7.5	15.0
CZh	7.0	14.0	7.0	12.5	7.5	14.5
LJB	7.0	15.5	7.0	14.0	7.0	16.0
TCF	7.0	14.0	7.0	13.0	7.0	14.0
LWD	7.0	15.0	7.0	15.0	7.0	16.0
DXP	7.0	16.0	7.0	15.0	7.5	16.5
WJC	7.0	14.5	7.0	13.5	7.0	15.0

表4 心率测量实验数据(8名实验者,3种骑姿)
Table. 4 Heart pulse rate data

实验者	直立式		前倾式		下扑式	
	开始	结束	开始	结束	开始	结束
WXM	72	88	72	87	72	90
ZhB	65	82	65	81	65	82
CZh	67	82	67	83	67	84
LJB	75	88	75	89	75	90
TCF	72	86	72	85	72	87
LWD	69	83	69	82	69	83
DXP	75	90	75	90	75	90
WJC	69	84	69	83	69	84

本实验的骑行转速为每分钟65—70转,测力计显示的功率为15W左右,这是较低负荷的常速骑行,其能量代谢率与做广播体操的能量代谢率相近,低于快速步行。这种作业强度心率变化很小,与Hagberg实验结论一致^[4]。

在自行车常速骑行条件下,采用上身前倾30°—45°的前倾式骑行姿势带来的肌体负担最小,符合人机学的原理,这一结论可以用于指导自行车结构参数设计和骑行姿势的调整。

本研究工作采用肌电的中值频率参数(MF)作为客观评价和衡量肌肉疲劳的根据,而以感觉负荷RPE值反映主客观的身体负荷和疲劳。结果表明测量MF下降百分值和感觉负荷RPE值所得到的疲劳数据能作为作业姿势评价的有用依据。

参 考 文 献

- [1] Schoenmarklin R W, Marras W S, Muscle Fatigue and Subjective Rangings of Body Discomfort, *Human Factors*, 31 (1989) No. 4 413—420
- [2] Petrofsky J S, Glaser R M, Philips C A, *Ergonomics*, 25 (1982) No. 3 213—223
- [3] Gamberale F, *Ergonomics*, 28 (1985) No. 1 299—308
- [4] Hagberg J M et al, *Journal of Applied Physiology* 51 (1981) No. 2 447—451

Experimental Research on Bicycle Riding Postures

Zhou Yusheng Su Shaomin Li Ming

(Department of Precision Machinery and Precision Instrumentation)

Abstract

In this paper an evaluation of three types of riding postures for bicycle is submitted. The evaluation is performed by subjective psychological and objective physiological methods. The method of rating scale of perceived exertion (RPE), electromyography (EMG) and heart rate measuring are used. The research reveals that the riding posture with an angle of $30^{\circ}\sim 45^{\circ}$ degrees forward—sloping angle is preferable for daily riding.

Key words: riding posture, body fatigue, ergonomics, electromyography.

原子力显微镜在纳米技术中的应用

黄文浩 胡翹 项宁
(精密机械与精密仪器系)

摘要 原子力显微镜(AFM)与扫描隧道显微镜(STM)在纳米科技领域得到了广泛的应用。本文分析了AFM的主要组成部分和设计准则。介绍了利用AFM进行纳米级形貌测试和静电力、接触力测试实验中的结果和有关问题。

关键词 原子力显微镜 纳米技术

一九八五年,诺贝尔物理奖获得者之一,IBM 苏黎士研究室的G·Binnig 去美国加利福尼亚州休假。他从观察天花板上精巧的图案中获得灵感,经过C·Quate和C·Gerber的共同努力,世界上第一台AFM诞生了^[1]。

AFM既可以对导体也可以对绝缘体进行纳米级甚至原子分辨力的表面测量。这一特点使AFM在短短几年中获得了迅速发展。广泛应用于物理、化学、生物学、材料科学、微电子技术和精密工程领域中。AFM本身也衍生出了许多新的成员,如扫描静电力显微镜、磁力显微镜、摩擦力显微镜等;操作环境已从空气中扩展到溶液里、真空中和低温下。在国外,AFM已有商品可供。在国内,1990年我国第一台利用隧道电流探测的AFM已在中科院化学所研制成功,利用光学方法探测的AFM尚在研制之中。

本文将分析AFM的有关组成部分及设计准则;介绍利用AFM进行纳米级形貌测量和静电力、接触力实验中的结果和在纳米技术中的应用前景。

1 仪器原理

原子力显微镜的基本原理如图1所示,它由下列几部分组成:

A 三维扫描器;B 微进给机构;C 电子学系统(控制、处理和显示);D 超微力传感器;E 微位移测量系统

AFM是扫描隧道电镜与针描式轮廓仪的结合。当微进机构使超微力传感器(它由一悬臂梁及端部的针尖组成)的针尖与样品表面相距纳米量级时,两者突出部分原子之间的作用力(约 10^{-8} N)足以使悬臂梁产生变形,这一变形量(约为纳米量级)可由微位移检测系统测出。当试样相对针尖作扫描运动时,试样表面的信息(如力学、电学、磁学和几何形貌等)可按STM类似的方法处理和显示出来。随着电子和计算机技术的进步,这种处理和显示已是快速、多功能和方便的。

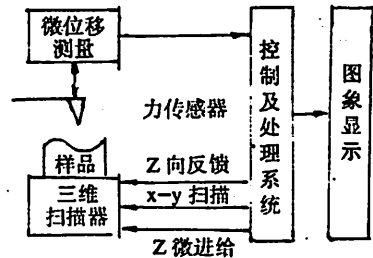


图1 AFM原理框图

Fig. 1 AFM Principle scheme

图1中A、B、C三部分基本与STM测量系统相同,这里不再重复。D和E两部分是AFM特有的,它们是AFM的关键部分,下面就其设计要求及有关问题作较详细的介绍。

1992年11月20日收到

1.1 超微力传感器

超微力传感器是指能感受到原子之间作用力(约 $10^{-9} \sim 10^{-10} \text{N}$)的传感器。它通常由一悬臂梁及其在端部固定着的针尖组成。按其使用要求,该传感器应具有下列性能:具有足够小的刚度,足够高的固有频率,足够尖锐的针尖。

如通常使用的等截面悬臂梁,其弹性系数 K 与其几何尺寸有关:

$$K = \frac{Ebh^3}{4l^3} \quad (1)$$

式中 l, b, h 分别为梁的长、宽和厚度, E 为材料的弹性模量。为了有足够的灵敏度,希望 K 小一些。通常设计值为 $0.1 \text{N/m} \sim 10 \text{N/m}$ 。

为了提高系统的抗干扰性能,悬臂梁具有足够高的固有频率。由振动理论已知,当外界干扰频率为 ω ,振幅为 A ,悬臂梁的固有频率为 ω_0 ,则外界干扰引起的悬臂梁振幅 A_0 ,当满足 $(\omega/\omega_0) \ll 1$ 时:

$$A_0 = \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \quad (2)$$

例如:若地基的振动频率为 $\omega = 20 \text{Hz}$,振幅 $A = 1 \mu\text{m}$,当悬臂梁的固有频率为 $\omega_0 = 20 \text{kHz}$ 时,其振幅为 $A_0 = 0.01 \text{\AA}$,这种量级的干扰对AFM来说是可以忽略不计的。

这里,对同一悬臂梁所提出的良好的抗干扰性和足够高的灵敏度要求是相矛盾的,前者要求梁“硬”,后者要求“软”。为兼顾这两方面的要求,我们可以看一下梁的一阶梁频率 ω_0 与弹性系数 K 的比值 C ,对于等截面矩形梁有:

$$C = \frac{\omega_0}{K} = \frac{0.65l}{bh^2} (E\rho)^{-\frac{1}{2}} \quad (3)$$

式中 ρ 为单位体积质量。从(3)中可以看出,欲提高比值 C ,增加梁长和减少梁的截面积,使用质轻的材料是合适的途径。另外,若采用等强度梁,其比值 C 约是等截面梁的三倍^[1]。

关于针尖,与STM中的针尖一样,AFM针尖端部曲率半径的大小决定了系统的横向分辨率。因此理想的针尖端应只是一个或几个原子!由于AFM针尖固定在脆弱的悬臂梁上,且在使用中不能象STM操作时那样通过加电脉冲来产生“微针尖”。所以,在这种意义上讲,制造AFM的针尖比制造STM的针尖要困难的多。随着微加工技术的进步,国外的一些公司如美国PARK和德国NANOPROBE均已有的商品可供,利用 $\text{SiO}_2, \text{SiN}_4$,或单晶硅制成悬臂梁,并将针尖同时制作在梁端,其针尖曲率半径大约在 $50 \sim 60 \text{nm}$ 量级。

1.2 微位移检测系统

AFM中的另一个重要组成部分悬臂梁微变形检测系统。该系统的设计原则是:

A: 应具有的 0.1\AA 灵敏度,系统的噪声水平应小于这一量级。

B: 检测方法应是非接触式的,也不因悬臂表面局域特性而影响检测结果。

C: 检测系统的时间稳定性好,热漂速率应小于 0.05\AA/s 。

AFM中力传感器的微位移检测系统所采用的方法大致分成三类:隧道电流检测法^[1],光学反射法^[2],光学干涉法^[3]。它们的灵敏度、特点和适用场合见表1

表1 AFM中微位移检测方法

Table1 Micro displacement measuring methods of AFM

方法	灵敏度	特点	适用场合
隧道电流法	高	导电梁,梁表面局域特性影响检测结果	较少应用
光学反射法	较高	简单、可靠	已批量生产,广泛应用
光学干涉法	高	复杂、价高	室温下高分辨测量

表2 AFM工作模式

Table2 The work modes of AMF

模式	扫描中试样悬梁状态	适用场合
斥力		空气中常用方式
引力		静电力 磁力 范德华力等长程力
恒力		表面起伏较大试样
等高度		原子级平面
直接法		一般分辨率 常用方法
频偏法		各种场力测量 分辨率较引力法高
耦合法		同上

1.3 测量模式选择

AFM的测量模式有多种。以针尖和样品间力的性质,可分为引力式和斥力式;按测量中作用力是否变化可分为恒力模式和等高度模式;按力的检测方法又可分为直接法、频偏法和耦全法。各种方法的示意图和适用场合见表2

直接法,即直接检测悬梁的微小位移值,从而可导出作用力。此法可检测的最小位移量为 0.1\AA ,相应的力为 $10^{-10}\sim 10^{-9}\text{N}$,对于频偏法,悬梁借助于一压电元件以小振幅激励,其激励频率为

$$\omega = \omega_0 \left(1 \pm \frac{1}{\sqrt{8Q}}\right) \quad (4)$$

其中 ω_0 为梁的谐振频率, Q 为品质因数。当悬梁远离被测力场时,梁的谐振频率 ω_0 不变,而趋近被测力场时,将发生谐振频率偏移,其偏移量由下式决定:

$$|\Delta\omega| = \frac{\omega_0 F'}{2K} \quad (5)$$

其中 F' 为力梯度。有文献报道^[11],用这一方法可测力梯度达 $F' = 3 \times 10^{-6}\text{N/m}$,至少比非调制方法小两个数量级。耦合法的基本原理与频偏法相同,所不同的是这里压电陶瓷驱动试样作激励振动,该振动通过试样与针尖间的力场耦合,促使悬梁和针尖振动,悬梁振幅 A_L 与试样振幅 A_0 之间关系为

$$A_L = A_0 \left| \frac{F'}{F' + K} \right| \quad (6)$$

其中 K 为悬梁弹性系数, F' 为被测力场梯度,测出悬梁在各个位置时的振幅,则可求得力场梯度,从而得到力。

2 AFM的应用

与常用的微观分析仪器扫描电子显微镜(SEM)和透射电子显微镜(TEM)相比,AFM的垂直分辨率高,且试样准备简单,造价低,可进行非真空操作,具有明显的优势。与扫描隧道电子显微镜(STM)相比,AFM不但可以对导体,而且也可以对绝缘体进行纳米尺度甚至原子分辨率的测量,已成为纳米科技领

域中的强有力工具。

AFM的应用可归纳为以下几个方面

I 在表面科学领域,AFM已成功地获得了导体、绝缘体的单原子台阶和原子尺度分辨率;在用它进行表面的微区物理学性质如接触力、静电力、粘附力、磁力和微观摩擦力的测量方面,获得了很好的结果。

II 在纳米材料和精密工程领域,因为样品表面存在不导电部分和污染区域,故AFM比STM用得更为广泛。AFM可用于纳米材料的表征,高密度集成电路、磁光盘的检测,光学精加工表面的质量分析等。

III 在纳米生物学领域,AFM用于研究活体细胞的结构和生物之间的相互作用取得了可喜的进展且前景十分诱人。这对探索生命起源和疾病防治将有重要意义。

IV 在纳米机械领域,与STM一样,力显微镜不但可以“读”取信息,而且可以用来“写”。它将可能用来制造纳米尺度的结构和装置。在制造分子电子器件中,力显微镜将起重要作用。

图2-5给出了AFM的应用实例。

3 展望

原子力显微镜在短短的几年中已受到了广泛的重视和得到迅速的发展。各种形式的仪器已经研制出来,并很快商品化。越来越多的科学家毫不犹豫地转入了这一研究领域。国际间的学术交流和技術协作相当活跃。

AFM本身,有两个方面有待进一步完善。一是超微力传感制作技术,目前国外已有货可供,但针尖曲率半径尚不理想(NANOPROBE公司为 300\AA , PARK公司为 1000\AA),故寻求制作更小曲率半径的AFM用针尖乃是今后的主要任务之一。其次是有关针尖与样品相互作用理论,尚须作更深入的研究,以便更好地指导原子力显微镜的操作和正确解释所得到的图象。

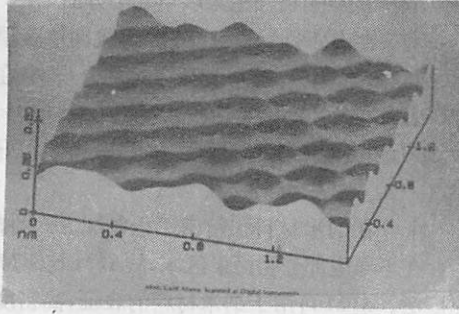


图2 金原子图象(美国数字仪器公司获得)
Fig. 2 Gold atoms (Scanned at DI Co. USA)

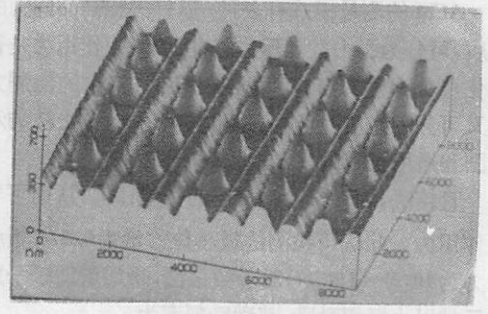


图3 磁记录器件表面三维图象(美国数字仪器公司)
Fig. 3 Surface image of magnet recording device (DI Co. USA)

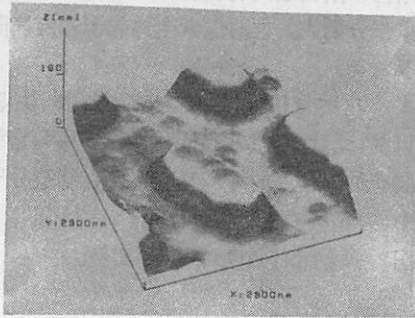


图4 用AFM测得光盘表面形貌
Fig. 4 Surface topography of CD with AFM

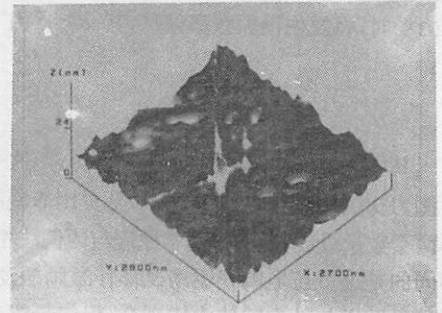


图5 高精度红宝石球表面图象
Fig. 5 Surface image of high precision ruby ball

参 考 文 献

- [1] Rugar D and Hansma P, *Physics Today*,
- [2] 邵玉琴, 第七届全国实验力学学术会议论文集, 1993年, 1317—1320。
- [3] Binnig G, Quate C F, Gerber C, *Phys. Rev. Lett.*, 56(1986), 930
- [4] Mayer G, Amer N M, *Appl. Phys. Lett.*, 53(1988), No. 12, 1045, Alexander S, et al., *J. Appl. Phys.*, 65(1989), 164
- [5] Mc Clelland G M, et al, Review of progress in Quantitative Nondestructive Evaluation, Vol. 6, 1987, New York.
- [6] Martin Y et al., *J. Appl. Phys.*, 61(1987) 4723.
- [7] Rugar D, et al., *Rev. Sci. Instrum.*, 59(1988), 2337.
- [8] Sarid D, et al., *Optics Lett.*, 13(1989), 164
- [9] Schonenberger C, Alvarado S F, *Rev. Sci. Instrum.*, 60(1989), 3131.
- [10] Erlandsson R, et al., *J. Vac. Sci. Technol.*, A6(1988), 266~270.
- [11] Martin Y et al., *J. Appl. Phys.*, 61(1987), 4723~4729.

The Application of Atomic Force Microscope to Nano Science and Technology

Huang Wenhao Hu Qiao Xiang Ning
(Department of Precision Machinery and Precision Instrumentation)

Abstract

Since 1985, Atomic Force Microscopes (AFM), together with Scanning Tunneling Microscope (STM), have been widely used in nano science and technology. This paper presents a brief review of the development of AFM, analyzes the principal component parts of AFM and discusses the criteria.

Some experimental results from application of AFM in measuring surface topography are given and some problems proposed and discussed.

Key words: atomic force microscope, nano science and technology

微小物体动态参数识别的激励方法研究*

王琪民^o 唐新鲁⁺ 张培强⁺ 付铁柯^o

(^o精密机械与精密仪器系)

(⁺近代力学系)

摘要 在测试技术中,对微小物体进行动态参数识别的重要问题是确定合适的激励方式和寻找合适的激励装置。本文比较了各种激励方式,讨论了对微小物体进行激励时注意的问题,并结合硅梁测微力谐振传感器的模态分析等实验介绍了自行设计加工的小型激波管和电火花激励器。

关键词 微型机械,实验模态分析,激励

1 引言

随着现代科技进步,机械结构正向着微型化、集成化、智能化发展。微型机械具有动作灵活、精度高、节约材料、节约空间及降低能耗等优点,美、德、日等国家都投巨资致力研制,有些已商品化了。我国的一些科研单位也在着手研制微型传感器。

对微型机械与传感器(简称微小物体)进行模态分析,可识别其动态参数,对结构进行动态优化设计,对微型传感器进行动态标定,还可以结合实测的响应去识别动载荷,结合对结构的有限元理论计算,推算一些难测的几何参数(如难测的厚度),以及推算一些特殊材料(如钇钡铜氧高温超导体)的力学参数(G 、 E 、 μ 等)。一个关键问题是选择合适的激励方案。

本文结合对不同的微小物体的模态分析实例,介绍了适合微小物体的激励方式及装置,并分别讨论其适用范围。

2 各种激励信号的比较

激励信号的优劣,将直接影着测试信号的质量,从而影响模态分析的精度。为选用合适的激励技术,一般需根据激励设备条件,被激励系统的特征(系统线性与否、感兴趣频率范围、模态密度、阻尼大小、结

构尺寸),信号处理系统性质(模拟式或数字式频谱分析仪)等来决定。

表1给出了几种常用激励信号的比较,由表知,第1~5行所列为确定性激励信号,第6行为纯随机信号,第7、8行是兼有以上两种特性的信号。其中正弦扫描激励的能量集中,信噪比高,输入可控制,可用于非线性系统的研究,但测试周期太长;瞬态激励技术设备简单,速度快,附加质量小,但能量分散,信噪比较差,随机激励一般功率谱均匀,信噪比比瞬态激励高,但设备复杂,信号较难处理。可见很找到一种十全十美的方法,只有根据实际系统,择优运用^[1]。

3 激励微小物体时应注意的几点

首先,因为微小物体质量很小(几克~几毫克),要求激励装置对系统的附加质量及刚度远远小于被测物体本身的质量和刚度,最好无附加质量与刚度。

其次,因为微小物体几何尺寸小(毫米~数百微米量级),要求激励作用在系统上的面积相当小,要小于对所测结构感兴趣的高阶振型节点的最小间距。

1992年11月20日收到

* 国家自然科学基金资助项目

表1 各种不同激励信号的比较
Table. 1 Comparison of various excitation signals

	激 励 信 号							
	慢式正 弦扫描	步进正弦	伪随机	瞬 态	阶跃释放	统随机	非线性 研 究	非线性系统 线性近似
测量时间	---	----	++	+++	+	++	+	++
设备投资	++	++	-	+++	++	+	-	---
可控制水平	+	+++	++	---	---	+	++	++
信噪比	++	+++	---	---	---	---	---	---
* 峰值系数	+++	+++	+	---	---	++	++	++
能量密度(单位频率)	++	+++	---	-	-	---	---	---
频率分辨率	++	+++	-	-	-	---	-	-
泄漏误差	++	+++	+++	+	+	+++	+++	+++
对过载的灵敏度	---	---	----	----	-	+	+++	+++
对周期性干扰灵敏度	+	++	----	---	---	-	+	+
非线性研究	++	+++	-	----	----	-	-	-
非线性系统线性论近似	---	-	-	----	----	+++	+++	+++

注: * 峰值系数定义 Peak to rms energy ratio
表中+越多说明指标越优,一相反

另外,因为微小物体的固有频率一般较高(几千赫~几百千赫),要求激励信号有相当宽的频带,且激励谱应是平坦的。如用随机激励,信号应近于白噪声;对瞬态激励,要求脉冲信号的持续时间极短,或要求在时间上有明显的间断,以求获得丰富的高频成分。

最后,因为微小物体尺度小,往往靠光刻加工得到,强度都较低,所以要求激励装置能根据不同结构、不同材料的微小物体,可以调节以得到最合适的激励强度。

4 几种适合微小物体的激励技术

4.1 锤击法

在对小型悬臂梁的横向振动(尺寸75mm×7mm×1.5mm)、对带有三个圆盘的轴扭转振动(圆半径15mm 厚3mm,轴直径2mm)、对牙科钻臂弯曲振动(2mm×1mm×40mm)等进行动态参数识别时,我们选了不同材质的锤头,用锤击法得到了前几阶模态参数^[2]。

锤击法用锤头敲击被测物体,产生的脉冲力是高峰值,短历程的非周期信号,属于瞬态激励。它具

有很宽力谱和丰富的频率成分,简单快速,无附加质量,但需要操作者较高的实验技术:第一要防止敲击过载,使结构产生塑性变形及产生非线性误差,只有敲击力度适当才能得到最好的信噪比;第二要成功的激励出某阶模态,须使激励分布与该阶振型号相匹配,使得该阶模态参与因子分量较大,反之则激不出来或该阶模态不易分辨;第三锤头材料不同,所得脉宽不同,材料越硬,频谱越宽,越能激出高阶振动,(图1)故需选适当的锤头;第四,避免锤头弹跳引起的连击,因连击可能产生附加极点与零点,致使响应谱极点与频响函数极点不一一对应。当然其它瞬态激励均有上述问题,只是由于锤击法是人工操作,难度更大些,需要多次敲击去摸索,这使得强度不大的微小物体的激励增加了困难。(击轻了不出高阶振动,击重了过载,甚至击毁结构;且人工很难准确地击毫米级物体上的某一点等等)。

4.2 声幅射法

由声源(如喇叭)所发出的声辐射来激励试件。我们曾用此法激励上述铝制谐振梁的低阶模态^[2]。这种方法无附加质量和刚度,可用于为微型物体进行稳态正弦激励或随机激励,适用于声频范围(20

赫~20千赫),可调节激励强度,但易受外界环境噪音影响。

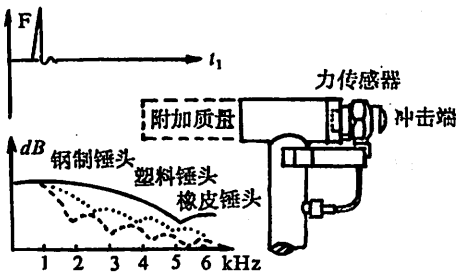


图1 脉冲锤与典型输入力脉冲

Fig1 Pulse hammer and its typical output force pulse

- a) 脉冲锤,
- b) 力信号的时间历程
- c) 力信号的历率谱

4.3 压电晶体激励^[3]

将压电晶体贴在被测试件上,在其两端施加电压,由于压电效应,压电晶体以力矩的形式作用在被物体上,激起物体振动。我们曾成功地将1.1mm×1.5mm的压电晶体(质量为毫克级)在铅梁上,用信号发生器施加正弦周期信号,用全息时间平均法,测得其前三阶频率与振型^[3]。(图2)加在压电晶体两端信号也可以是随机信号,激励频带可以很宽,调节信号电压可改变激励强度,设备也较简单;但压电晶体会给结构带来附加质量与刚度约束,为减小这种影响,有些微型传感器在光刻时直接把压电晶体集成在适当的位置上。

4.4 小型激波管

激波管能产生高速传播的激波,在激波前后形成比较理想的压力阶跃。为了用它激励微小物体,我们设计加工了小型激波管并用它对高温超导体(YBCO)小梁(41mm×4.5mm×1mm)进行激励,得到前几阶模态。

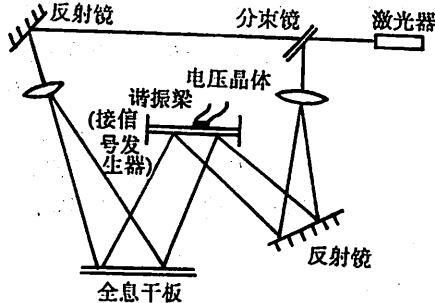


图2 压电晶体激励全息时间平均法测振示意图

Fig2 Time-average holography used for vibration measurement excited by Piezocrystal

图4所示为激波管激励原理示意图。图中一端封闭,一端开口的等截面管。由膜片把管子分成两部分。a)为破膜前情况,左边(L₂)为高压区,充入高压气体;右边(L₁)为低压区与大气相通。破膜瞬间由右向左的膨胀波进入高压区,由左向右的激波进入低压区,这两部分接触面随时间右移;b)为t=t₁时的波系;c)横坐标x是激波管不同截面,纵坐标为时间t,图中由(x₁,0)出发特征线上气流参数(压强、流速、温度)均为常数。d)为激波管不同截面上的压力-时间曲线,由图可知膨胀波在左端反射后,逐渐追上激波,压力时间曲线也逐渐变化。根据空气动力学,在激波管开口处压力脉冲弛豫时间为:[见图4e]

$$\tau = \frac{2L_2 + L_1}{a_0} - \frac{L_2}{M_s a_0}$$

其中a₀是最后一道膨胀波在一个大气压下的音速, M_s激波的马赫数。

将激波管开口处脉冲作为激励信号,自谱宽度高达几千赫,包含了十分丰富的高频成分。

由于激波管设计为套筒结构,拆装、换膜方便,结构紧凑,激励强度有一定可调性,密封性能好,是一种无附加质量和附加刚度的瞬间激励。

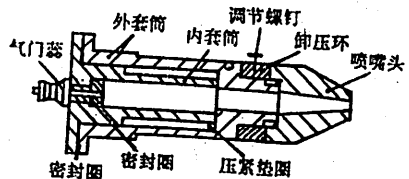


图3 小型激波管结构图

Fig3 Structure of the miniature shock-tube

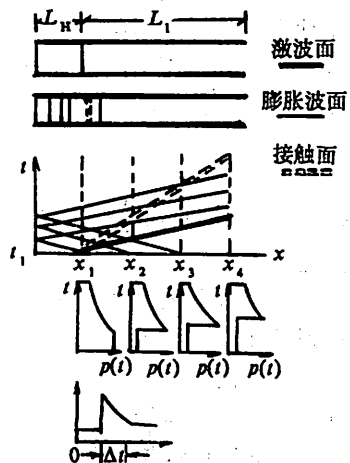


图4 等截面管激波管激励原理示意图

Fig4 Conceptual diagram of excitation principle of the miniature shock-tube

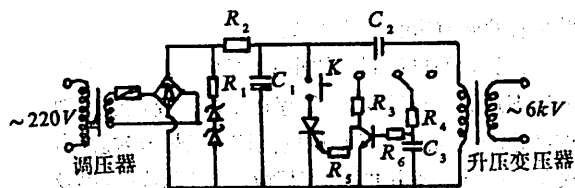


图5 电火花发生器电路原理图

Fig5 Circuit principle of the electro-spark pulse generator

4.5 脉冲电火花激励技术

小型激波管调节激励强度范围有限,又不能连续可调。为此我们制造了电火花发生器,电路原理如图5,其最高脉冲电压可达6千伏。其输入电压可调,产生的高压脉冲电压施于激励装置的两极上。激励装置如图6

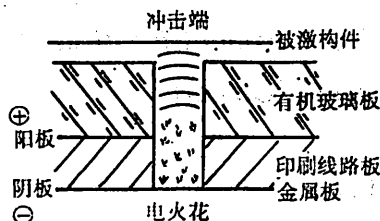


图6 电火花激励装置原理图

Fig6 Schematic diagram of the electro-spark pulse excitation apparatus

该装置由三层板材粘合而成,一层为有机玻璃,二层为印刷电路板,三层为金属极板,贯穿一、二层板有若干0.1 mm小孔,孔相应于各激励点,电路板与金属极板引出两极,将脉冲高压施于两极(大于4kV),两极间空气将被击穿,形成脉冲电火花,并产生瞬间高温区(摄氏几百度~几万度),由于电火花运动空间受到限制,部分被电离的气体便以极高速度沿孔喷出,在开口处形成冲击波,将被测结构靠近激励孔,则结构被激励。由于可对多个激励点同时施加电压,便于利用多输入多输出模态分析方法,得到高精度的分析。我们用电火花法成功地对硅制谐振式测微力传感器进行激励,并识别了它的动态参数。硅梁传感器结构尺寸如图7。

主梁厚0.045
单位 mm

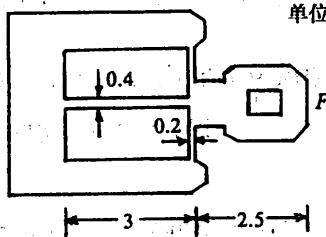


图7 硅梁传感器结构示意图

Fig7 Schematic diagram of the silicon resonant beam force sensor

表2 硅梁传感器参数识别结果

Table. 2 Parameters identification results of silicon RBF sensor

模态阶数	实验模态振动参数识别技术			
	KS-STRM		相关递推	
	频率(kHz)	阻尼比	频率(kHz)	阻尼比
1	2.461	0.030		
2	11.24	0.006	11.24	0.002
3	16.85	0.036	16.95	0.002
4	39.65	0.003	39.70	0.002
5	105.7	0.007	105.8	0.010
6	214.7	0.004	211.8	0.001

电火花法激励设备简单,能量小,激励强度连续可调,不易对微小物体造成破坏,无附加质量和刚

度,脉冲时间极短,激励频带相当宽,特别适用于低强度的亚毫米级微小物体。

5 讨论

(一)各种适合对微小物体的激励技术,各有优缺点,可针对被测结构情况、实验条件、经济投入能力来决定取舍。

(二)本文未讨论的新技术,如静电激励、电热激励、脉冲激励等等,有些制造工艺复杂,有些设备昂贵,调节困难,在我们现有条件下无法采用,但可以

做为有发展前途的激励技术。

(三)我们自己制作的小型激励装置,虽然取得了较满意的实验结果,但仍存在不少需要改进的地方:如激波管瞬态脉冲后的气流控制,进一步提高电火花发生器电压并扩展激励强度的可调范围,以及对激励脉冲时间和力度标定等等。

参 考 文 献

- [1]张培强等,实验模态分析中的激励技术,第三届全国振动理论及其应用会议,1987
 [2]Zhang P Q *et al.*, Experimental research on dynamic properties of mini-small object, Proceedings IMAC, 9 (1991), 1528
 [3]王琪民等,谐振梁式测力传感器动态参数识别,中国科学技术大学学报,22(1992), No. 1, 100~105
 [4]胡时岳等,机械振动与冲击测试技术,科学出版社,1983

A Study on Excitation Techniques Applied to Identification of Dynamic Parameters of Mini-small Objects

Wang Qimin^o Tang Xinlu^{*} Zhang Peiqiang^{*} Fu Tieke^o

(^o Department of Precision Machinery and Precision Instrumentation)

(* Department of Modern Mechanics)

Abstract

To identify dynamic parameters of mini-small objects, it is necessarily important for measurement to choose adequate excitation methods and proper excitation devices.

In this paper several excitation methods are compared and some problems which must be considered when exciting mini-small objects, are discussed. Besides the experimental modal analysis of silicon resonating force sensors, the minishock-tube and electric spark excitation device developed by the authors are introduced.

Key words: micro-machine, experimental modal analysis, excitation.

LD 照明下的光栅计量参数选择

胡玉禧 金咏梅 邬玉亭
(精密机械与精密仪器系)

摘要 分析了发散相干光照明下,光栅衍射的调制度、位相和周期的变化。从而为半导体激光器(LD)作光源的光栅计量参数选择提供必要的根据。

关键词 半导体激光器,衍射,光栅计量

1 前言

半导体激光器(LD)具有发光面尺寸小、光谱范围窄的特点,可以看作是一个单色点光源。因而近年来,在光栅计量系统中开始采用LD作为光源。

在采用LD直接照明光栅,即单色发散球面波照明的条件下,本文结合具体的LD参数,分析了光栅衍射像光强分布随距离的变化。结果表明,由于LD的相干性,这种光栅计量系统具有大的光栅副间隙和允许位置偏差,而且在某些特定的位置上,光栅计量系统本身还具有光学空间频率倍增作用。因此,LD在光栅计量中很有实用价值。

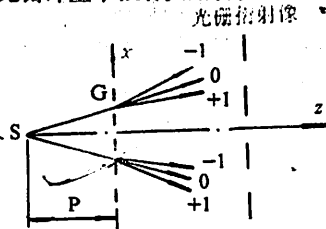


图 1 光栅衍射像形成原理

Fig. 1 The formation of grating's image

2 发散球面波照明时的光栅衍射像分析

如图1,设LD的发光点为S,S离Ronchi光栅G的距离为p,光栅位于xy平面,y轴平行于光栅刻线。当发散球面波照射光栅时,光栅衍射产生各级衍射光。在衍射光重叠区域,由于相互干涉而形成光强分布。若忽略高衍射级次,取0、+1、-1三级衍射光的迭加,并设+1级和-1级衍射光的振幅 $A_{+1} =$

A_{-1} ,那么在光栅后z处的光强分布为^[1]

$$I(x, y, z) = A_0^2 + 2A_1^2 + 4A_0A_1 \cos \left[2\pi \left(\frac{\pi p}{2d^2} \frac{z}{z+p} \right) \right] \cos \left[\frac{2\pi}{d} \frac{p}{p+z} x \right] + 2A_1^2 \cos \left[\frac{2\pi}{\pi} \left(\frac{2\pi p x}{(p+z)d} \right) \right]$$

对于黑白比等于1的光栅,设0级衍射光振幅 $A_0 = 1$,则 $A_{+1} = A_{-1} = 0.633$ ^[2],d为光栅栅距。下面按 $d = 0.008\text{mm}$, $p = 4.923\text{mm}$, $\lambda = 0.00078\text{mm}$ 计算不同位置时的光栅衍射像强度分布。

2.1 Talbot 像面上的光强分布

当z满足 $z = \frac{md^2}{\lambda} M, m = 1, 2, \dots$

$$M = (p+z)/p$$

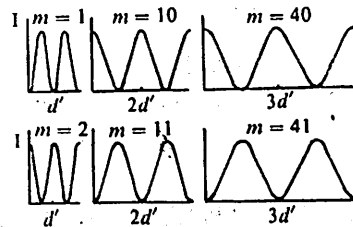


图 2 不同m值Talbot像面上的光强分布

Fig. 2 The variation of light intensity within plane Talbot

时,该像面称为Talbot像面^[1]。图2表示了不同 m 值的Talbot像面上的光强分布。由图可见

- (1)在不计光栅的口径效应时,各Talbot像面上的调制度 K 均相同,其值为1。
- (2)相邻Talbot像面上的光强分布的位相相反。
- (3)Talbot像光强分布周期 d' 随 M 成倍增大, $d' = Md$ 。

图3表示当光源沿 x 方向,宽度 l 分别为 $3\mu\text{m}$ 和 $10\mu\text{m}$ 时的光强分布曲线。

图4表示光源光谱宽度 $\Delta\lambda$ 分别为 $0.001\mu\text{m}$, $0.01\mu\text{m}$, $0.1\mu\text{m}$ 时的光强分布。

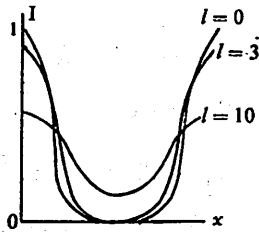


图3 光源尺寸对光强分布的影响

Fig. 3 Light intensity distribution varied with the size of light source

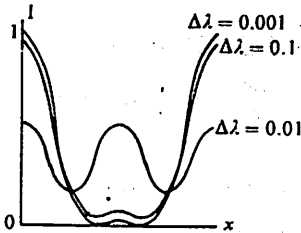


图4 光谱宽度对光强分布的影响

Fig. 4 Light intensity distribution varied with the width of spectrum

显而易见,随光源尺寸和光谱宽度的增加,光栅衍射像光强分布调制度明显下降。

2.2 偏离Talbot像面处的光强变化

计算表明,在任意相邻两个Talbot像面之间,光强分布随距离 z 的变化规律完全相同。这里取 $m=30, m=31$ 两Talbot像面之间,如图5所示各面上的光强分布情况进行讨论。图6画出了这九个等距分面上的光强分布曲线。

随着偏离Talbot面距离的增大,光强分布亮纹强度减小,而暗纹强度增加,出现了次亮纹。次亮纹的强度和宽度逐渐增大,当处于两Talbot面的中间

位置时,次亮纹和主亮纹强度相等,条纹宽度也相

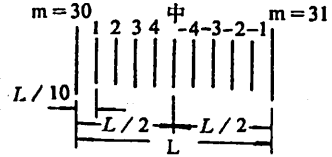


图5 偏离Talbot面的距离划分

Fig5. The position of the calculated plane

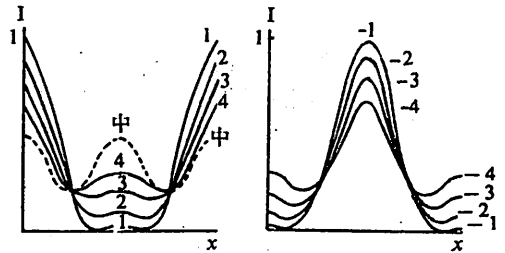


图6 偏离Talbot面处的光强分布

Fig6. The light intensity distribution offsetted from the Talbot plane

等,而且主、次亮纹的中间位置呈现暗纹,所以,在相邻Talbot面中间位置上的强度分布空间频率比 $m=30$ 面上增大一倍。再继续增大偏离 $m=30$ Talbot面的距离。主亮纹强度进一步下降,而变成了次亮纹,原来是次亮纹的强度进一步增强,而变成了主亮纹,直到 $m=31$ 的Talbot面位置时,主亮纹成了暗纹,而次亮纹则成了强度为极大值的亮纹。所以,在中间位置左右的对称面上,光强分布规律是一样的,但位相正好相反。

3 LD应用于光栅计量的特点

由上分析可知,Talbot像面上呈现的是光栅的清晰像,如果在该像面处再迭上一个光栅,便能形成莫尔条纹,用来进行光栅计量。采用LD的光栅计量系统具有如下特点:

3.1 光栅副间隙

LD的发光尺寸仅几个微米,光谱宽度仅千分之几微米。由图4显而易见,在这种LD照明下,任一Talbot像面上的调制度与理想单色点光源的调制度很相近。此外,当发散球面波照射光栅时,其Talbot像距比平行光照射的像距增大很多^[1]。所以,只要结构上允许,像距的增大不会引起光栅莫尔条纹信号变坏,光栅副间隙便可以适当地增大,当满足 $M=2$ 时,光栅副间隙为 4.923mm ,比常规光栅计量系统中

的间隙要大1~2个数量级。

3.2 间隙允差

偏离Talbot面时,调制度会降低。由图6可见,当要求调制度 $K > 0.6$ 时,对Talbot面的偏离量为 $\Delta = \pm \frac{3}{10}L$ 。

$$\begin{aligned} L &= M_{n+1}(m+1) \frac{d^2}{\lambda} - M_n \cdot m \frac{d^2}{\lambda} \\ &= (M_{n+1} \cdot m + M_{n+1} - M_n \cdot m) \frac{d^2}{\lambda} \\ &\approx M_{n+1} \frac{d^2}{\lambda} \end{aligned}$$

随着放大率 M 的加大,相邻Talbot面间隙加大,间隙允差也加大。仍采用前面的计算数据,取 $M=2$

时,指示光栅位置允差为 $\pm 0.1\text{mm}$ 。

3.3 光学空间频率倍增作用

空间频率倍增有两种情况,一种是在光强分布周期为标尺光栅周期 M 倍的Talbot像面处迭加一个与标尺光栅周期相同的指示光栅,获得的莫尔条纹具有光学空间频率倍增作用^[3];另一种是光栅衍射强度的空间频率倍增,在相邻Talbot面中间位置处光强分布空间频率是Talbot面上的两倍。所以,在实际的LD光栅计量系统中,当指示光栅放在Talbot面的中间位置时,其莫尔条纹的光学空间频率倍增数是不一样的,前者是后者的两倍。需要注意的是,后者衍射强度分布的调制度要低得多。

参 考 文 献

- [1]梁晓,庄松林,光学仪器,8(1986),No.1,1-4
 [2]姚启钧,光学教程,高等教育出版社,1984,P113-122
 [3]张善钟等,计量光栅技术,机械工业出版社,1985,P71-82

Paramter Determiation of Grating Metrology With LD Illumination

Hu Yuxi JIn Yongmei Wu Yuting

(Department of Precision Machinery and Precision Instrumentation)

Abstract

The contrast, phase and period of grating's diffraction image under the divergent coherent illumination are analysed in the present paper. The results are useful for determining the parameters of grating metrology with a LD light source.

.Key words: Laser Diode(LD), diffraction, grating metrology

在相干光照明下光栅副间隙的研究

郭玉亭 胡玉禧 刘荣进
(精密机械与精密仪器系)

摘要 根据 Talbot 自成像公式导出计量光栅在单色准直光照明下离光栅出射面距离不同处光强的分布,从而得到了在不同距离处的调制度。理论结果被实验验证。

关键词 相干光, Talbot 自成像, 调制度, 半导体激光器

1 前言

利用莫尔条纹原理对几何量进行测量的系统在工业上已得到广泛应用^[1]。在相干的平行光照明下,在 Talbot 自成像的 1/2 距离处,莫尔条纹信号的调制度是否等于零,长期以来人们说法不一^[2,3]。在以光栅作为传感器的直读式光学系统中,光栅副的间隙与调制度有密切的关系。人们在评价莫尔光电信号质量和各项指标中,信号的调制度始终作为一项很重要的参数,它影响着整个系统的工作质量。调制度的高低表明信号信噪比的高低。调制度高,系统抗干扰能力就强,只有良好的光电信号,才能对其进行高倍电子细分,从而得到高精度、高分辨率的测量系统。本文对光栅副在不同的间隙情况下的调制度的变化规律进行深入探讨。

2 理论光强分布

当用一单色球面波或平面波照明一周期物体时,在物体某些平面上将重复出现周期性物体的清晰像,即不用任何透镜而得到的物体的像,这种像称为 Talbot 自成像,这种现象称为 Talbot 效应。

如图 1 所示,设波长为 λ 的点光源 S 离栅距为 d 的 Ronchi 光栅距离为 R ,光栅位于 xoy 平面, y 轴平行于光栅栅线,在光栅 G_1 之后的光场分布为^[4]

$$u(x, y, 0) = \exp\left\{i\frac{2\pi}{\lambda}\left(\frac{z^2}{2R} + y^2\right)\right\} \cdot \sum_{-\infty}^{\infty} A_n \exp\left\{i2\pi\frac{x}{d}n\right\} \quad (1)$$

式中 A_n 为傅里叶系数

当用单色球面波照射光栅时,光栅将发生衍射,如果只考虑 0、±1 级衍射光,那么在光栅后 z 处其光场分布为:

$$u(x, y, z) = A_0 \exp\left\{i\frac{2\pi}{\lambda}\left(\frac{z^2}{2(R+z)} + y^2\right)\right\} + A_1 \exp\left\{i\frac{2\pi}{\lambda}\left[\frac{(x+\frac{2\pi}{d})^2 + y^2}{2(R+z)} - \frac{\lambda^2}{2d^2}R\right]\right\} + A_{-1} \exp\left\{i\frac{2\pi}{\lambda}\left[\frac{(x-\frac{2\pi}{d})^2 + y^2}{2(R+z)} - \frac{\lambda^2}{2d^2}R\right]\right\} \quad (2)$$

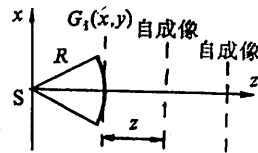


图 1 Talbot 自成像原理

Fig. 1 Principle of Talbot self-imaging

设 $A_1 = A_{-1}$, 得光强分布为:

$$I(x, y, z) = u^2(x, y, z) = A_0^2 + 2A_1^2 + 4A_0A_1 \cos\left[2\pi\left(\frac{\lambda R}{2d^2} \cdot \frac{z}{R+z}\right)\right] \cos\left(\frac{2\pi}{d} \frac{R}{R+z}\right)x + 2A_1^2 \cos\left[\frac{2\pi}{\lambda}\left(\frac{2\lambda R x}{(R+z)d}\right)\right] \quad (3)$$

当光源采用平面波照明时,亦即当 $R \rightarrow \infty$ 代入 (3) 式得

1992 年 11 月 20 日收到

$$I(x, y, z) = A_0^2 + 2A_1^2 + 4A_0A_1 \cos 2\pi \left(\frac{\lambda z}{2d^2} \right) \cos \frac{2\pi}{d} x + 0.8 \cos \frac{4\pi x}{d} \quad (4)$$

对于Ronchi光栅黑白比为1:1,当用相干平面波照明时,如果取 $A_0^2 = 1$,则 $A_1^2 = 0.4$ ^[6]。将 A_0 和 A_1 代入(4)式得

$$I(x, y, z) = 1.8 + 2.53 \cos 2\pi \left(\frac{\lambda z}{2d^2} \right) \cos \frac{2\pi}{d} x + 0.8 \cos \frac{4\pi x}{d} \quad (5)$$

可以看出(5)式中光强有三部分组成;第一项表示直流电平,它是一项与光栅副之间的间隙、光栅的栅距无关的常数;第二项表示在离光栅 G_1 不同距离处的光栅 G_1 的几何像,该像呈周期分布,亦即当 z 满足

$$z = \frac{nd^2}{\lambda} \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (6)$$

时,该几何像调制度最好。我们把在该一系列像面位置所成的像称之为Talbot自成像,这时(5)式为

$$I(x, y, z) = 1.8 + (-1)^n \cdot 2.53 \cos \frac{2\pi x}{d} + 0.8 \cos \frac{4\pi x}{d} \approx 1 + \cos \frac{2\pi x}{d} \quad (7)$$

(5)式中的第三项称之为光栅 G_2 的衍射像,这是一项与距离无关的常量。在Talbot自成像的1/2距离处,亦即当

$$z = \frac{nd^2}{2\lambda} \quad (8)$$

时,(5)式中的第二项等于零,于是(5)式为

$$I(x, y, z) = 1.8 + 0.8 \cos \frac{4\pi x}{d} = 2.6 + \cos \frac{4\pi x}{d} \quad (9)$$

根据对光电信号调制度的定义,调制度

$$K = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max} + I_{\min}} \quad (10)$$

在Talbot自成像位置(7)式中的光强分布调制度最高,这时 $K \approx 1$,在Talbot自成像1/2距离处调制度最低,(9)式中的光强分布调制度 $K \approx 0.44$ 。综上所述,(5)式中光强分布调制度可以用图2表示。

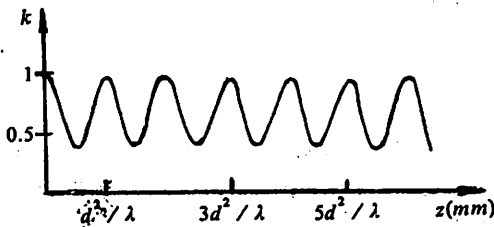


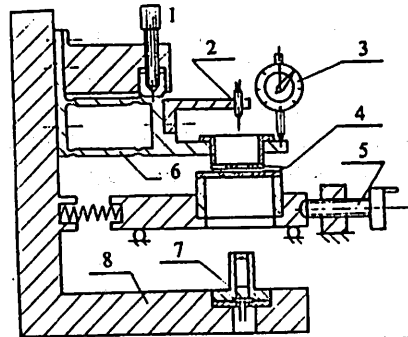
图2 理论计算的光栅像调制度曲线
Fig. 2 Theoretically calculated curve of modulation depth of grating image

3 实验

实验采用波长 $\lambda = 7.8 \times 10^{-4} \text{mm}$ 的半导体激光器作为光源,其发光点面积仅为 $1 \times 4 \mu\text{m}^2$,光源的发散角 $\theta = \sin^{-1}(\lambda/L)$ (L 为发光点的大小)。额定功率为3mW。实验中采用光栅周期分别为0.01mm, 0.008mm的振幅光栅,黑白比近似为1:1。实验装置如图3所示,图4、图5为实验得到的调制度曲线,图4中两光栅周期均为0.01mm,图5中两光栅均为0.008mm。

4 结果讨论

(1)理论计算的Talbot自成像光强分布公式忽略了高次衍射等因素,是一个近似公式,因而得到的调制度曲线也是一近似曲线。



1 微调螺丝 2 光电管 3 千分表 4 光栅副 5 进给机构
6 平行铰支 7 半导体激光器 8 工作台
图3 实验装置结构原理图

Fig. 3 Structural schematic drawing of the experimental device

- 1. Differential spiral mechanism 2. Photodiode 3. Micrometer
- 4. A pair of grating 5. Feed arrangement 6. Parallel hinge
- 7. Laser diode 8. Base

(2)实验中得到的曲线是莫尔条纹调制度的曲线。实验中采用的光源是一种理想的相干光点光源,两光栅间的间隙对莫尔条纹调制度的影响取决于第一光栅衍射像调制度的变化。从图2、图4、图5可以看出,实验得到的莫尔条纹调制度的曲线与理论计算的光栅像调制度的曲线很相似,实验中得到的Talbot自成像位置与理论计算的是一致的,随着两

光栅副的间隙增加,指示光栅在Talbot自成像位置的调制度下降很缓慢,实验证明在(6)式中的 $n > 10$ 时仍有很高的调制度的。

(3)理论计算和实验都表明,在Talbot自成像的 $1/2$ 距离处仍有调制度存在,这在直读式光学系统中如采用半导体激光器照明,光栅副的间隙公差可大大放宽。

(4)从实验曲线可以看出,随着光栅周期的变小,光栅的衍射效应随之明显,整个调制度的曲线有上升的趋势,光栅副之间间隙增大对调制度影响也变得不明显。这与常规的白炽灯照明的直读式光学系统正好相反。

(5)从图5的实验曲线还可以看出,在(6)式中的 $n=1,2$ 时的Talbot自成像位置调制度的值要低于后几个Talbot像面位置的值,原因是当光栅副很小时,光的传播沿直线进行,可认为是近场衍射,其衍射效应不明显,因而合成的调制度也要低一些。

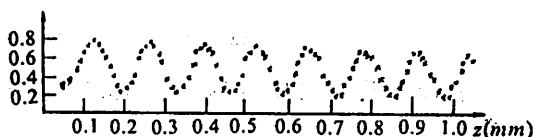


图4 光栅副常数均为0.01mm时, 莫尔条纹调制度曲线

Fig. 4 Curve of modulation depth of Moire fringe when a pair of gratings' period is 0.01mm

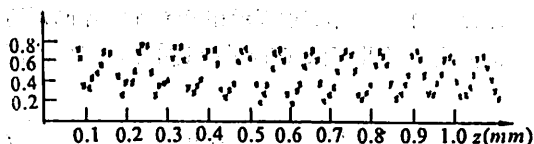


图5 光栅副常数均为0.008mm时, 莫尔条纹调制度曲线

Fig. 5 Curve of modulation depth of Moire fringe when a pair of gratings' period is 0.008mm

参 考 文 献

- [1] 张普钟, 计量光栅技术, 机械工业出版社, 北京, 1985, 233
- [2] 袁玉麟、蒋水秀、王红卫, 仪器仪表学报, 12(1991), NO. 2, 186
- [3] 潘英俊, 光学学报, 11(1991), NO. 10, 906
- [4] 严瑛白、余官正, 仪器仪表学报, 3(1982), NO. 2, 149
- [5] 姚启钧, 光学教程, 人民教育出版社, 北京, 1981, 121

Study on Two Gratings' Gap Under the Coherent Illumination

Wu Yuting Hu Yuxi Liu Rongjin

(Department of Precision Machinery and Precision Instrumentation)

Abstract

On the basis of the Talbot self-imaging formula, distribution of light intensity is deduced under coherent collimated light illumination at various distances from the grating, thereby obtaining depths of modulation at different places. The theoretical results are in agreement with those of the experiment.

Key words: coherent collimated light, talbot self-imaging, depth of modulation, laser diode

Ms 和 Af 点 Cu—Al—Ni 合金马氏体形貌变化

吴月华 杨杰 周榆生
(精密机械与精密仪器系)

摘要 用显微高速摄影方法记录了 Cu—Al—Ni 合金加热冷却中马氏体消长全过程,可以初步得到一个结论:在 Ms、Af 温度点,马氏体存在着瞬间弹性失稳现象,并从热力学角度作了初浅的解释。

关键词 形状记忆合金、马氏体相变,显微高速摄影,弹性失稳。

1 概述

马氏体相变过程中马氏体形态的变化一直是学术界十分关心的问题,铁碳合金等非热弹性马氏体相变时,由于马氏体的爆发形成,迄今还缺少用实验记录这一相变过程的有效手段,可是形状记忆合金的马氏体相变过程是和温度的变化速度紧密相关的,只要温度变化足够的缓慢,马氏体的变化过程就有可能用高速摄影方法记录下来。

热弹性马氏体的形核、长大以及逆向收缩、消失过程,曾被认为是一个连续变化的过程,用显微高速摄影方法记录相变全过程后就发现,相变过程中马氏体的变化是不连续的,消长过程均有台阶存在。

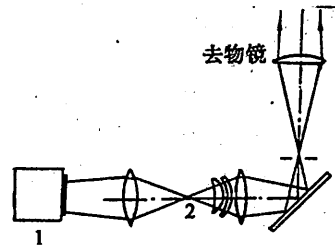
关于热弹性马氏体相变中 Ms 点和 Af 点是否存在马氏体形态的爆发性长大现象和突然消失现象,目前有两种完全不同的意见,一种意见是从理论上作的推断,认为热弹性马氏体相变会在 Ms 点和 Af 点出现异常变化,存在着弹性失稳现象^[1],另一种意见是以观察实验为依据,报道了观察结果,结论是不存在这一异常现象^[2]。

我们用显微高速摄影方法记录了 Cu—Al—Ni 形状记忆合金的正逆马氏体相变过程,并作了解析,实验结果说明,在 Ms 和 Af 点确实存在着突变的异常现象。

2 Ms 点和 Af 点马氏体形态的异常变化

2.1 实验条件

金相试样为 Cu-14.2 Al-4.0Ni (wt%), 高速摄影机为 IPL 间歇式相机,使用 XJ-16 光学金相显微镜。放大倍率为 75X, 摄影频率为 64~500fps, 用 300W 高照度氙灯替代金相显微镜原有光源,并用聚光透镜把外加光源聚焦至原有光源的灯丝位置,然后由反光镜转入显微镜系统,严格恪守显微镜光学系统的 Köhler 照明条件,外加光源照明系统如图 1 所示。



1 外加光源 2 原显微镜光源位置

图 1 光源照明系统

Fig. 1 Light source system

2.2 实验结果

图 2 是实验记录的一组照片,(a)是试样加热前的马氏体形貌,当加热到 Af 点马氏体开始收缩,间

1992 年 11 月 20 日收到

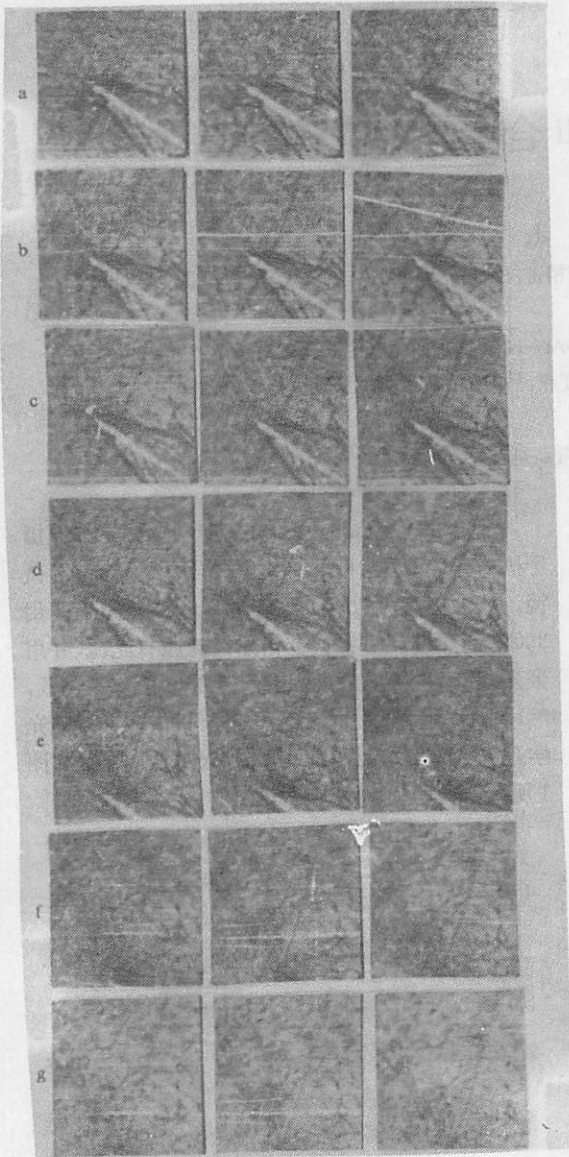


图2 加热时马氏体变化的照片

Fig. 2 The photo of martensitic transformation in heating

隔二、三十个画幅之后,在(b)图上可以看到马氏体在收缩。快到 A_r 点时,即照片(f),马氏体收缩得很小了,但还可以清楚地观察到,由(f)到(g),时间间隔为 $1/64\text{sec}$,马氏体突然完全消失。在冷却过程中可以看到同样的可逆现象,也就是当冷却到 M_s 点时,马氏体会突然跳出一定大小,然后慢慢长大。

对上述实验的高速摄影记录的胶片进行解析,结果如图3所示。解析过程中采用隔十个画面测一个画幅,然后采用图象平滑处理,以消除误差。横座标是时间,纵座标是马氏体面积相对量。

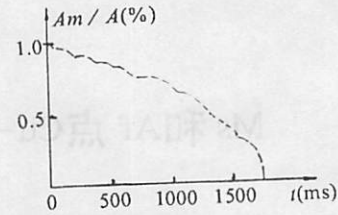


图3 马氏体相对量与时间的关系

Fig. 3 The relation of martensitic quantity and time

3 马氏体异常变化的讨论

3.1 热力学角度的考虑

在研究形状记忆效应的相变机理中,发现从母相到马氏体相变时,一个母相晶会转变成24种晶体结构相同,位向各异的马氏体变体群。这24种不同位相的马氏体变体群并非同时出现。在热平衡状态遭到破坏时,首先在某一最有利的位向上产生一个马氏体,然后在别的位向上生成新的位向不同的马氏体。对铜基记忆合金来说,基本上是由4个结构相同位向不同的马氏体组成一群,形状如菱形。(也有的形状记忆合金如TiNiCu合金等由三个马氏体变体组成一个片群^[3])。在马氏体相变过程中,晶体试样会出现宏观变形,即通常所说的表面倾动或表面浮凸。但是铜基形状记忆合金,由于4个一组的马氏体变体在形成过程中会自动地进行协调,以至于每个马氏体变体形成中都有宏观变形出现,而作为一组马氏体片群,却几乎不表现有宏观变形,这就是所谓的形状记忆合金的自协作现象。

由于马氏体相变中,晶体的总的自由能变化必须小于零,即:

$$\Delta G(T)^{P \rightarrow M} < 0$$

$\Delta G(T)^{P \rightarrow M}$ 又由化学自由能和非化学自由能组成即:

$$\Delta G(T)^{P \rightarrow M} = \Delta g_c^{P \rightarrow M}(T) + \delta(\Delta g_{nc}^{P \rightarrow M}) + \Delta g_s^{P \rightarrow M}$$

式中 Δg_c 为化学自由能变化, $\delta(\Delta g_{nc})$ 为非化学自由能增加, Δg_s 为马氏体成长与消失时与阻力对应的能量项^[4]。

通过热力学计算,冷却过程中的马氏体相变时有

$$\frac{d\Delta g_c^{P \rightarrow M}(T_0)}{dT} > 0$$

而加热过程中马氏体逆相变时有

$$\frac{d\Delta g_c^{M \rightarrow P}(T_0)}{dT} < 0$$

这样就可以得到一个熟悉的结论

$$M_s < T_0$$

$$A_f > T_0$$

T_0 为平衡温度。

不论马氏体相变还是马氏体逆相变,都需要有一定的过冷度或过热度,以克服形成新相时的界面能、弹性应变能等。在平衡温度 T_0 ,相变是不会起动的。

直观的推理即可想到,当能量积蓄到一定程度,冲破了某一势能壁垒时,除非过冷度刚好达到亚稳极限 ΔT_s ,否则就会有积余能量来助成形成核和推动长大,一般金属的亚稳极限 $\Delta T_s \leq 0.01 \sim 0.05^\circ\text{C}$,而形状记忆合金热弹性马氏体相变的特点之一即为相变驱动力很小,比非热弹性马氏体相变小一个数量级以上,而冷却速度要控制在百分之一度的量级以上是相当困难的,所以,可以想像得到,当温度低于平衡温度 T_0 后,位向最有利的马氏体一定会在积余能量的推动下迅速长大到一定程度。

3.2 马氏体逆相变中的异常现象

在金相显微镜下观察到的是马氏体表面浮凸的二维图象,实际上的马氏体是三维的。M. Cohen 作了

这样的推理,即试样被加热到快接近相变终止温度 A_f 时,马氏体的收缩仅仅出现在与显微镜观察平面的垂直方向上,所以会在 A_f 点时看到马氏体形态的突然消失现象。这一推理至今尚无实验根据。

在研究形状记忆合金的弹性失稳现象时,获得三维图象是很重要的,铜基形状记忆合金的晶粒尺寸大约在几百个 μm 到几个 mm ,细化晶粒技术的进步,已经能做到几个 μm ,马氏体浮凸的 Z 轴方向的厚度大约在晶粒尺寸的 $\frac{1}{10} \sim \frac{1}{50}$ 左右,在试样发生相变时,如果用离面实时高速全息摄影方法,就可同时记录三维方向的微小变化,这一实验方案有待实施。

4 小结

(1)通过显微高速摄影方法记录解析了 Cu—Al—Ni 合金的相变过程,发现在 M_s 和 A_f 温度点存在有马氏体形态的异常变化。

(2) M_s 点的异常变化初步可以从热力学角度给以解释,而 A_f 点出现的异常现象还有待进一步探讨。

参 考 文 献

- [1] Olson G B, Cohen M, Scr. Metall 1975, 9, 1247
- [2] 邓永瑞 金属学报, 26(1990), NO5 A 382
- [3] 渡边阳一,佐分利敏雄,中川豊,稔野宗次,日本金属学会志,第54卷第8号,(1990)861—B69
- [4] 舟久保照康编,形状记忆合金,産業図書株式会社,1985,东京,9~12

Martensitic Shape Transition of Cu—Al—Ni Alloy at Ms and Af Temperature

Wu Yuehua Yang Jie Zhou Yushen

(Departement of Precision Machinery and Precision Instrumentation)

Abstract

The martensitic relative volume of shape memory alloy (SMA) in the transformation is a function of temperature either in cooling or in heating. But this fuction is merely a qualitative expression.

With the help of micro-high speed photography the entire process of martensitic shape transition is recorded in a Cu—Al—Ni alloy as it is heated and cooled. It is found that at M_s and A_f there occurs instantaneous elastic instability in martensites.

Key words: shape memory alloy, Martensitic transformation, Micro-high speed photography, Elastic unstable

智能多传感器监测系统的人机界面及软件设计

蒋蜀革 邴明

(精密机械与精密仪器系)

摘要 本文阐述了运用人机学的观点和方法来进行人机界面设计的原则。并以智能多传感器监测系统作为实例,提出了将软件人机学的思想运用在计算机软件开发方面的体会及看法。

关键词 人机界面,智能检测,人机学,人机交互

1 智能多传感器监测系统的提出

在自动化制造过程中,要求随时监测两个方面的信息:机器运行状况的信息以确保机器正常运行;制造过程的“在制品”尺寸、精度等质量方面的信息,以确保产品的质量。这些需监测的信息由多个传感器获取。图1示一个智能的多传感器检测系统,它是中澳合作的一个精密仪器项目。每个制造过程都安置一组在线传感器及预处理器(Pre-Processor)。预处理器是由各种放大电路,转换电路和一个单片机组成。预处理器将结果通过IIC总线传输给局部控制微计算机。值得一提的是这个结论并不象常规的那样是“所测的数值”,而是一个经过预处理器判定,反映机器状况或加工质量是否正常的“决定”。因为加工质量有一个公差范围,机器的设备运转也存在着一个正常工作区,对于批量生产的监测而言,其主要的任务是监测有无故障发生,对正常工作中的具体数据可以不必考虑。所以在预处理器中,将测量得到的数据与事先设定的上下边界值比较(对于加工质量而言这个边界值就是公差范围值,对于机器状况而言是其安全工作区间)。如果在其内则表明正常,可以继续下一次测量。如果超出了范围,则意味着故障产生,便向局部控制微机发出报警请求。局部控制微机立即发出报警信号,显示故障来源并做相应的记录。局部控制微机通过网络与中央控制计算机联接通信,从而得到了整个工厂生产状况的监测。

不同的制造设备,不同的制造工艺要求监测系

统具有灵活可变的特性,它具体表现为:

①测量单元(传感器及预处理器)的数目和种类随不同的过程不同;②同一测量单元在不同过程的测量中,其公差范围值不同;③对不同的过程,其故障表现和故障源也不同。为此应该设计一个基于专家系统的实时监测软件系统,它担负的任务归纳如下:

I)完成一个制造过程监测的测量单元配置工作,即预处理器的初始化。主要是每个预处理器在IIC总线上的地址设定以及通过IIC总线设定预处理器所监测参数的取值范围;

II)在制造过程中不断检测IIC总线,对故障请求迅速反应,发出报警信号;

III)由专家系统分析故障来源(最好进一步能给出解决故障的方法,并且能做到自我学习),对故障进行记录,并对一段时间中的故障情况进行分析(如故障发生频度等),为改进工艺或设计提供参考;

IV)其他功能:如与中央控制计算机通讯等等。此外,由于局部控制微机直接与操作者打交道,对用户界面的要求是使计算机技能较低的操作者能正确、方便地完成诸如,监测测量单元的配置,监测参数取值范围的设定,以及建立专家系统的规则等任务。还有报警信号要易于被操作者识别等。

1992年11月20日收到

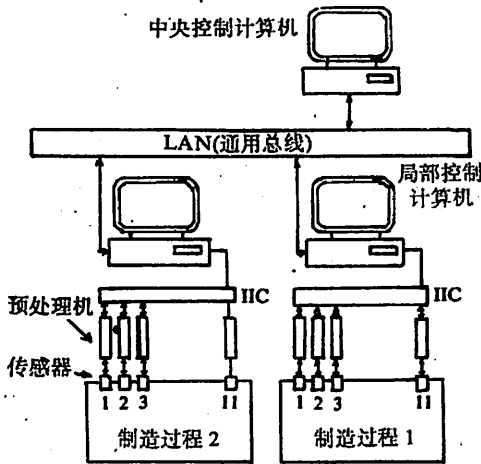


图1 智能多传感器监测系统框图

Fig. 1 Block diagram of intelligent multi-sensor monitoring system

2 多传感器监测系统的人机界面设计

2.1 交互方式的选择

在人机交互过程中,用户的主观愿望和目标与软件系统中所表示的概念和操作之间存在着实施和评价两大变换。“实施变换”是指用户的目标到其实施输入行为之间的变换,“评价变换”是指将软件系统的响应转变成可被用户接受、解释并与其希望的任务目标进行对比评价的显示信息的变换。

这两次变换是人机交互活动的两大鸿沟,用户界面应当提供合适的输入输出语言在这两个鸿沟上架起桥梁。如果我们将软件系统的输出直接作为用户输入语言的一个单元,用户可以直接选择一个输出并不断地直接在其上操纵,这样就可以架起这两座桥梁。这是目前最为先进的人机交互方式——“直接操纵式”。这种操作方式接近于人的习惯。在我们所设计的系统中采用这种交互方式。

2.2 人机界面技术

人机交互活动所包含的内容应该是,用户在其工作场所(即屏幕前)操作输入设备(产生输入事件),系统对用户的操作作出相应的反应,如进行计算处理以及在屏幕上向用户给出适当的反馈等等,其中还伴随着联系屏幕上的显示内容与后台系统的一系列数据信息的流动。

其中,事件是人机交互活动的时序组织者,系统通过处理不可分的基本事件来协调一个完整的交互活动,通过组织一系列的基本事件去实现一个完成某个功能的交互系统。

屏幕是人机交互活动的空间组织者,屏幕是交互软件系统与用户对话的基本设备,它既可以显示系统信息,也可以用来接受用户的操作指示(通过鼠标等),通过屏幕所提供的空间场地,人机交互活动就可以方便地在其中得到反映,从而使交互活动更为直观和连贯。

事件、屏幕和内部数据信息,构成了人机交互活动的时、空和数据信息的有机组织和联络。

人机界面设计就是要解决事件管理技术,屏幕管理技术和协调内部数据交换,将三者有机地接合起来。我们选择了Microsoft Windows 3.0窗口系统作为人机界面的开发工具。

Windows 3.0是一个良好的可运行多任务的图形窗口环境,与它一起提供的软件开发工具包SDK为在Windows环境下开发各种具有窗口系统特点和功能的应用软件提供了各类工具,资源,函数库和数据结构。利用这些工具可以很方便地建立起应用软件的菜单,对话,图标,控制,窗口等屏幕显示资源,减少了界面开发工作中的低层工作,使得开发者更多地观注于界面本身。另一个重要的特点就是Windows将界面资源与应用程序本身分开进行管理,使得界面设计相对独立,并且可以单独对其进行修改等操作。

2.3 界面设计中人的因素

人机界面的设计还应充分考虑用户的因素,始终以用户为中心,下面是我们在设计中针对是实际应用所做的一些考虑:

①利用计算机图象将操作对象用各种酷似实际对象的图标表现出来。这样的好处是用户好像是和他自己熟悉的真实世界中的实体打交道,用户可以用自己已有的处理问题的经验和能力解决与计算机交互过程中出现的问题。建立图标的难点在于所开发的用以表达现实的对象的图标,它的意义能否被用户所正确理解。为此,我们采用图文结合的方式,利用文字对图标加以说明,用图像将文字形象化。图文的结合,使得图标不仅能明确表达出客观实体,而且能表达一些抽象的概念和过程。这样的图标更能为用户所理解而且使用户的记忆得到强化。

②交互系统中,用户在输入各种命令和各种数据的过程中容易出错而且耗时,这是增大用户心理压力 and 挫伤其积极性的一个重要因素。因此,针对具体应用,我们采取了如下一些措施,在本系统中,用户常做的输入工作是对测量单元的配置工作,它要

求用户给出传感器的各种参数。为此,我们在系统中建立了一个元件库,用以存放各种测量元件的详细信息,并提供快速索引。用户只须通过快速索引便可以从库中选取所需的数据。而对于必不可少的数据输入,我们采用了容错输入,数据边界检测等手段,尽可能为用户提供方便而宽松的输入环境。

③对于报警信号的处理也是界面设计中不应忽略的问题。一般说来,故障报警信号是事先未知的,而且要求能被用户迅速地接收到,而用户也不是每时每刻在注视计算机屏幕,所以只有声音信号才能真正胜任这个工作。但声音信号是一个即逝信号,为了更持久,更准确地让用户了解故障,在声信号之外,还需要在屏幕上给出显示。另外,由于制造系统所处的环境不一,环境噪声和系统本身发出的噪声也千差万别,所以对于声报警信号则要求其不被环境噪声所淹没。在设计中我们提供了让用户根据环境而自行选择报警信号的频率和时间的机制。

3 多传感器监测系统软件总体设计

通过对本监测系统任务的分析,我们设计了一个简单的基于规则的专家系统,它的结构如图2所示。

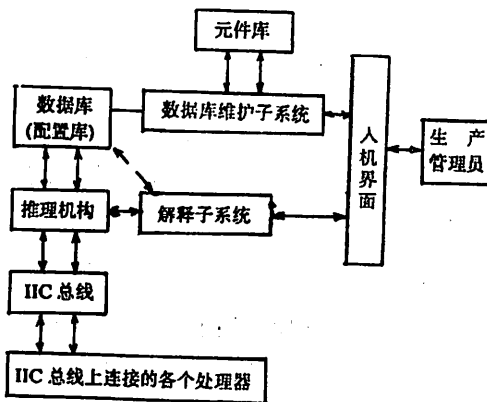


图2 基于规则的专家系统结构

Fig. 2 Structure of rule-based expert system

由于本系统任务的特殊性,只监测加工过程中各个环节是否在正常进行,对出现异常只进行报错和显示处理而不进行反馈控制,并且,是否异常的判断是由各个预处理器作出的。所以,本系统的推理机构退化为一简单的规则,那就是接收到IIC总线上由某个预处理器发出的出错故障信号,就向管理员发出警报,当然,推理机构的另一个任务就是完成预

处理器的初始化工作,将判断标准(实际上是加工或测量的合法范围)送到各个预处理器中,以及不断地对IIC总线进行监测。

我们建立了一个数据库系统,用以记录某个加工过程所用到的各个预处理器的类型以及此加工过程的监测对象的合法取值,(例如:加工公差范围和机器运行的安全区域等)。用户通过人机接口,对每个加工监测过程所要使用的预处理器进行设置,每一个过程的所有预处理器的配置放入一个表明这个加工过程的数据库中(称为配置库)。不同的过程对应不同的配置库,用户可通过数据库维持系统对其进行各项维护操作。对于不同的过程用户就可调入相应的配置库或临时配置。为了方便用户进行预处理器的配置,我们还建立了一个元件库,存放了各个预处理器的额定工作参数,在用户配置时以各形式提供给用户参考。同样地,用户可对元件库进行各项管理操作。

解释子系统用以显示故障的来源,并记录下故障发生的时间及故障起因,用户可以查询一段时期的故障情况,以便进一步分析以指导生产。

3.1 系统功能要点

本系统所提供的外部功能可分为四大类:

①数据库管理操作:提供数据库记录的添加、修改、删除、数据记录的查询等操作。本系统提供给用户的库有两类,一类是元件库,另一类是配置库。

②文件管理操作:提供配置库文件的创立、打开、保存以及换名保存等操作。

③总线操作:这是对用户不可见的,它实现了系统通过软件对IIC总线的读写,在此基础上完成预处理系统的初始化和对IIC总线的监控。

④报警处理操作:提供了报警信号的产生,以及故障信息的显示,故障记录和查询一段时间故障情况等操作。

3.2 系统的构成

本系统是多窗口系统。界面由主窗口,元件库操作窗口,配置库操作窗口,“打开文件”对话框,“换名保存”对话框,系统信息窗口,故障查询窗口等构成。此外还有一些临时窗口和消息框和对话框。

每一个窗口都有完成其功能的窗口函数,各个函数都是相对独立的模块。各个窗口函数的调度是通过窗口间消息的发送来实现的,而数据的交换采

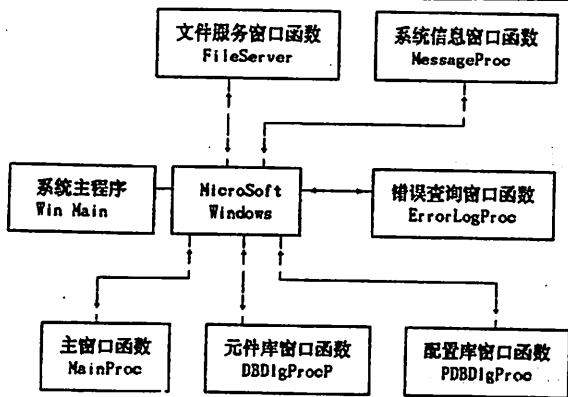


图3 系统软件的模块结构图

Fig. 3 module structure of system software

用两种方式,一是全局变换,另一个途径是通过数据库系统来实现。

图3 为本系统软件的模块结构图。

4 结束语

软件人机学是正在发展的新兴学科,我们在设计多传感器监测系统的人机界面及软件中,采用了软件人机学的思想和方法,我们希望软件人机学能够引起越大越多的重视。在生产过程的监测方法,我们所研究的应用简单专家推理机构的多传感器监测系统由于其实用可靠,也有广阔的应用前景。

参 考 文 献

- [1] Bullinger H J, Li Ming, Engineering Ergonomics, USIC Press House, 1993
- [2] Sydenham P H, Multisensor Project Guide, Internal Report, University of South Australia, 1992
- [3] 丁茂顺, 用户接口技术与交互系统构造方法, 科学出版社, 1992
- [4] 姚荷等编译, 用户界面程序设计, 中国科学院希望电脑公司, 1991
- [5] Microsoft Corp., Windows 3.0 系列资料

Human—Computer Interface of an Intelligent Multisensor Monitoring System and Software Design

Jiang Shuge Li Ming

(Department of Precision Machinery and Precision Instrumentation)

Abstract

This paper describes the formation of software ergonomics and its important meanings. Human-Computer Interface and its design principles are specified in detail. As an example of practical application, the human-interface design of an intelligent multisensor monitoring system is introduced.

Key words; humem-computer interface, intelligent monitoring, ergonomics, HCI.

一种高精度超声测距系统

杜华生 崔玲惠 叶 苍 康 宏
(精密机械与精密仪器系)

摘要 介绍高精度超声测距仪的原理、硬件和软件系统构成,以及有关应用方面的实验例子。该测距仪有较高的测量精度,可应用于机器人测距或其它超声测距场合,对机器人辨认物体有一定应用价值。

关键词 超声测距,渡越时间,回波振幅,单片机

1 引言

超声传感器可作为距离测量器和障碍物检测器,在工业等领域里得到广泛的应用。近年来,随着机器人技术的发展,对传感器提出了高性能和信息处理简单化等要求。对于超声传感器提出了要有 1mm 以下的测距精度,或者作为简单视觉要具有形状认识功能等。国外在这方面的研究很多,一些具有上述功能的高性能超声传感器产品相继问世。

我们实验室与日本东京大学工学部高野研究室合作,从 1988 年开始,在超声传感器及其在机器人上的应用方面做了研究,最近又制成了高精度超声测距仪。该仪器以 8098 单片机为核心,含有输入输出部分,可脱机工作,摆脱了对系统计算机的依赖,结构紧凑、操作简便。具有测距和测回波强度两种功能,声波指向性可达 6.8° ,在 80—1000mm 范围内测距精度高达 $\pm 0.25\text{mm}$,是一种应用范围较广的高精度超声测距仪。

2 测量原理

采用超声波渡越时间法。如要测量超声探头与目标物之间的距高,可用一只兼作发射和接收的超声探头,发射一超声脉冲,再接收由目标物反射回来的回波脉冲,测量出超声脉冲收发的时间间隔(即渡越时间)就可测距。

$$D = \frac{1}{2}ct$$

式中 c 为空气中的声速, t 为收发之间的时间间隔, D 为探头与目标物距离。声速 c 与温度 $T(^{\circ}\text{C})$ 有以下关系:

$$c = 331.5 + 0.607T(\text{m/s})$$

理想情况下,只要在发射起始脉冲和接收回波的时间间隔内,由测定电路中的计数器记录下已知频率的脉冲数,就可换算成被测距离。但在实际测量中,声速受大气条件,如温度、湿度、压力等影响,引起测量误差,可采用如图 1 所示的双通道比较测量法来消除。

CH.1 与 CH.2 是传感器的两个测量通道(各自独立), D_0 为已知距离,并以此为标准。测量时分别由 CH.1、CH.2 测出渡越时间 t_0 和 t ,就可得被测距离 D 。

$$D = \frac{D_0 t}{t_0}$$

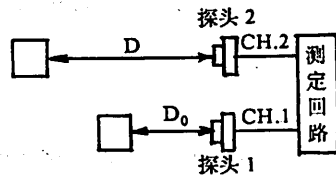


图 1 比较测量法示意图

Fig. 1 A scheme of comparative measure

测距精度决定于时间测量的精度。为了精确地测量渡越时间,采用“零交叉点法”。所谓“零交叉点法”(Zero-Crossing Point)就是用回波振幅超过阈值后的第一个零点来确定渡越时间。如图2(a)所示。

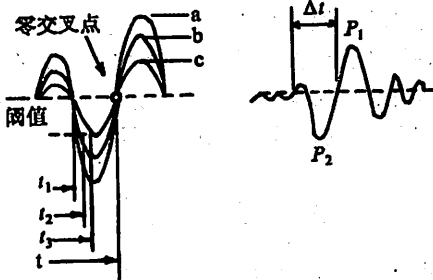


图2 (a)零交叉点示意图
(b)回波振幅图

Fig. 2 (a) A scheme of zero-crossing point
(b) Echo amplitude diagram

回波振幅曲线 a, b, c 所对应的反射体,都是同一个反射体,但由于反射体倾斜等原因导致振幅发生了变化。若用一般的方法,当回波振幅超过某一设定的阈值时,停止计数器的工作来确定渡越时间,曲线 a, b, c 所对应的时间 t_1, t_2, t_3 都可以是超声波的渡越时间。其误差是显而易见的,而采用零交叉点确定渡越时间 t ,不会因反射体倾斜等原因而变化。

平面、圆柱面、球面等反射面大都具有图2(b)所示的回波波形。在测定电路中,采用自动增益控制(Automatic Gain Control, 缩写 AGC)电路和合理设定阈值,以保证零交叉点落在 P_1 与 P_2 之间,就可准确地确定渡越时间 t 。

由图可知,采用零交叉点法带来一确定的时间测量误差 $\Delta t = 1/f$ (f 为超声波频率)。由此引起的测距误差为:

$$\Delta D = \frac{1}{2} c \cdot \Delta t = \frac{\lambda}{2}$$

λ 为超声波波长。这是一项系统误差,可以修正。

综上所述,采用双通道比较测量法和零交叉点法可以保证超声测距的精度。

3 测距系统的硬件和软件构成

超声测距系统由超声传感器和单片机两部分组成,传感器与单片机通过接口联系。

传感器硬件系统工作框图如图(3)所示。

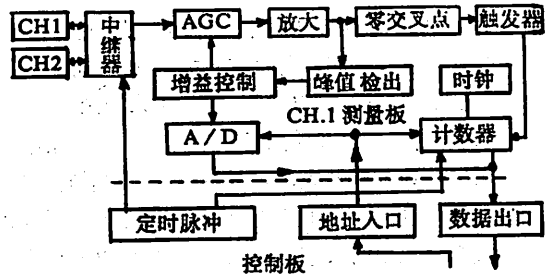


图3 超声传感器硬件框图

Fig. 3 A block diagram of ultrasonic sensor hardware

传感器有两个相同的电容式超声探头,都兼作发射和接收。各自是独立工作的,分别对应通道 CH. 1 和 CH. 2。中继器的作用有两个。一是放大触发脉冲,使高压电脉冲作用在电容式探头上,发射超声波。二是对探头拾取到的回波信号进行前级放大,再送入到测定电路中。测定电路包括两块相同的测量板和一块控制板(图中只表示了 CH. 1 测量板)。

CH. 1 与 CH. 2 是交替工作的,由控制板的定时脉冲来控制。定时脉冲发生器向中继器发出触发脉冲信号的同时,二进制计数器开始工作,直到确认了回波信号的零交叉点时,触发器停止计数器的工作。计数器的内容即为超声波发射到接收之间的脉冲数。当时间超过测量窗设定的值时,计数器清零。触发脉冲频率和测量窗宽度可根据需要调整。由于测量电路中采用了自动增益控制(AGC)和零交叉点电路(双比较器 1414),使时间测量精度得到了保证。

单片机部分由 8098 单片微处理器和一些外围硬件电路组成。其硬件工作框图如图(4)所示。

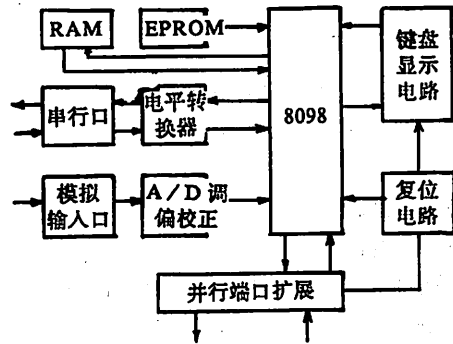


图4 单片机硬件框图

Fig. 4 Hardware configuration of single chip computer

8098 单片微处理器具有16位微处理器的控制速度和运算功能。同时其8位数据接口与超声传感器的数据接口匹配,接口方便。本应用系统中设置了串行口、双并行口以及模拟信号输入输出等输入输出部分,可方便地与机器人、超声传感器以及模拟信号传感器等外设连接。同时设置了具有复位、功能转换以及数据输入用的数字键盘和显示电路,以实现人机通讯,控制系统的工作状态,以及向系统输入数据。

系统所要求的各种功能,可通过应用软件来实现。图(5)所示的是测距和测回波强度的软件流程框图。它能实现单通道测距(CH-1或2)和双通道比较测距(CH-3)以及测量每个通道的回波强度。

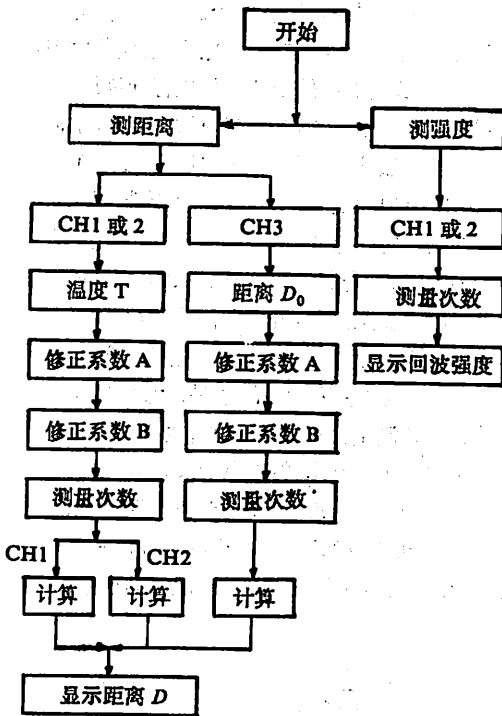


图5 软件流程框图

Fig. 5 Software flowchart

4 应用方面举例

4.1 测距离

用单通道测距离。设从超声传感器取得高八位计数值为HI,低八位为LO,通道的晶振频率为f,根据测距公式,可得距离D。

$$D = (331.5 + 0.607T) \cdot (256HI + LO) \times 10^3 / 2f$$

由于超声传感器存在系统误差,必须予以修正。

修正公式为

$$D_i = A \cdot D + B$$

其中A、B是与所用探头有关的常数。

用此法对250—1000mm范围内的距离进行测量,其测量误差在±1mm以下。测量条件为:温度25℃,无风。用内径千分尺测得值作为实际距离,修正公式为: $D_i = 0.8012D + 13.05$ 。

用双通道比较法测距离。用通道1测一标准距离D₀,通道2测量被测距离D。设通道1和2的高八位、低八位计数值以及晶振频率分别为HI₁、LO₁、f₁和HI₂、LO₂、f₂。根据双通道比较测量法的测距公式,可得:

$$D = \frac{D_0 \times (256HI_2 + LO_2) / f_2}{(256HI_1 + LO_1) / f_1}$$

由于该传感器中 f₁ = 8MHZ, f₂ = 4MHZ,则 D 可写为:

$$D = \frac{2D_0(256HI_2 + LO_2)}{256HI_1 + LO_1}$$

用此法对80—1000mm范围内的距离进行测量,其测量误差在±0.25mm以下。测量条件同上。

所用修正公式为 $D_i = 0.5225D - 11.56$ 。

从以上测量结果可以看出,用双通道比较测量法测距,测距精度较单通道测距高,但单通道测量,比较直接、简便,在精度要求不高的场合可以采用。

4.2 测圆柱体直径

测量方法如图(6)所示。

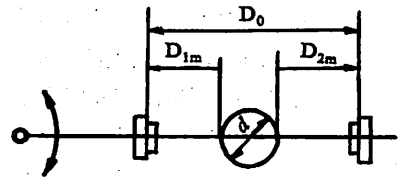


图6 圆柱体直径测量原理

Fig. 6 Measuring principle of cylinder diameter

探头1、2相对安装在一转动臂上,两个探头互相对准保持一已知距离D₀。测量时,先使两个探头对D₀进行对测,然后转动转动臂对圆柱体扫描,并测量回波振幅,当测得的回波振幅最大时,停止扫描,此时认为两探头已对准了圆柱体的直径方向,探头1、2分别测得到圆柱体表面的最近距离D_{1m}和D_{2m}。由图可得出圆柱体直径d。

$$d = D_0 - (D_{1m} + D_{2m})$$

由双通道比较测量法的测距公式,圆柱体直径d可表示为:

$$d = D_0 - \frac{D_0}{l_0} (l_1 + l_2)$$

用此法测量圆柱体直径,影响测量误差的主要因素,一是超声传感器本身的测距误差,二是受扫描系统分辨率的限制,两个探头不能准确对准两个最近距离的测量点而引起的测距误差。

此法是通过测距间接得到圆柱体直径,可称为测距法测圆柱体直径。

圆柱体的直径也可通过测回波得出。参照文献[2],圆柱体半径与回波振幅有以下关系:

$$r \propto A^2 \cdot D^2$$

r 为圆柱体半径, A 为回波振幅, D 为探头到圆柱反射面的距离。

如对已知半径 r_0 的圆柱体,测得距离 D_0 ,回波强度 A_0 ,以此为标准,可得被测圆柱体半径

$$r = r_0 \left(\frac{A}{A_0} \right)^2 \cdot \left(\frac{D}{D_0} \right)^2$$

用上式得到的 r 值、误差较大。其原因是回波振幅误差和距离误差对半径 r 值的影响较大。若对回

波振幅作多次测量,取其平均值,并令 D 恒等于 D_0 ,即每次测量时,距离相等,则可减小 r 值的误差。

文献[2]的作者曾将超声探头安装在六轴机械手上,分别用上述两种方法对 $\phi 15-\phi 50\text{mm}$ 的圆柱体进行识别检测,控制机械手完成抓取动作,均取得了较为满意的效果。但用测距法效果更好,直径测量误差在 $\pm 0.65\text{mm}$ 以下,且识别速度较快。而用回波振幅法,直径测量误差在 $\pm 1.4\text{mm}$ 以下,且识别速度较慢。对机器人来说, $\pm 1.4\text{mm}$ 的测量精度已可以使机器较为准确地进行抓取、避让物体等动作了。

上面介绍的超声测距系统,具有较高的测距精度并兼有测回波强度的功能。可单独用于机器人或其它场合的超声测距和检测。只要控制硬件和软件适应,综合运用其测距和测回波强度的功能,可构成机器人的简单视觉装置以及其它自动检测控制装置。相信今后对这种超声测距系统的进一步研究开发,应用范围将进一步扩大。

参 考 文 献

- [1] 曹锡安,测量极近距离的气介式超声传感器,声学技术,1985年2月
- [2] 李锡昌,超声传感器及其应用,中国科技大学九系硕士论文,1988年6月
- [3] 佐佐木健等,“ロボットの左めの高精度超音波ヤンサの開発研究”,精密机械,51(1985)

An Ultrasonic Range System With High-precision

Du Huasheng Cui Linghui Ye Cang Kang Hong

(Department of Precision Machinery and Precision Instrumentation)

Abstract

Based on the ultrasonic ranger with high-precision developed by authors, this paper discusses the measuring principle, hardware and software of the range system, and introduces several practical examples. It is verified by the experiment results that the ranger has high measurement precision not only for robotic finding and other ultrasonic range, but also for robotic object recognition to a certain extent.

Key words: ultrasonic range, transit time, echo amplitude, single chip computer.

袖珍式光栅数显装置

褚家如 王江*

(精密机械与精密仪器系)

摘要 采用单片微型计算机作为核心研制了这种超小型数显装置,可对莫尔条纹信号进行 500 倍细分,利用单片机自身的接口资源设置了多种功能。文中除介绍本装置的结构外,还详细分析了所采用的细分方案以及因计数脉冲迟滞造成的大误差的消除方法。

关键词 长度计量,信号细分,单片机应用

1 引言

计量光栅技术是 60 年代发展起来的一种高精度自动检测技术。在精密长度计量,数控机床,数显系统中得到了广泛的应用。^[1,2]数显装置作为光栅测量系统的重要组成部分^[2],原先大多是采用分立元件或中小规模集成电路组成的,不仅体积大,安装和携带不便,而且在功能配置上也不齐全,又因电路复杂、环节多,可靠性也常常不尽人意。针对这种情况,我们研制了一种新型的光栅数显装置。其主要工作原理是:利用 8031 单片机的内部计数器记录光电信号整周期,光电信号同时经 A/D 转换后由 P0 口读入,并在单片机内部计算成分数周期部分,修正了整周期计数迟滞和系统误差之后,正确的位移值经 P1 口和串行口送 LED 显示;一个 4×4 键盘由 P1 口扫描,各键功能可按用户要求设置。

2 数显装置的细分方案和原理

由光栅发讯器输出的光电信号相对于位移量作正弦规律变化(如图 1),信号 J 每变化一个周期就相对于一个光栅节距 T 的位移量。因此,一次测量总的位移量 L 可表示为

$$L = N \cdot T + X - X_0 \quad (1)$$

式中 N 为本次测量光电信号上升通过平均电平的次数, X_0 和 X 分别为测量起点和终点处相对前一个零相位点的距离。在测量过程中,微机一方面完成光电

信号通过零相位点的次数 N 的计数,另一方面还要计算出当前点离开前一个零位相点的距离 X ,即不满一个光栅节距的位移量,这就是所谓细分。

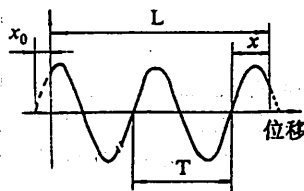


图 1 光栅测量原理

fig. 1 Principle of grating measurement

我们设计从光电管输出四路光电信号,它们依次相差 $\pi/2$ 相位。两对相差 π 相位的信号分别经差分放大后成两路正交的光电信号 J_n 和 J_m ,再将这两路信号和标准电平(与 J_n 和 J_m 中所含的直流分量相等)各自通过 A/D 转换器变成数字量读入计算机。上述两路数字量信号分别减去标准电平,然后相除,作为查正切函数表的依据。找出对应的相位角 ϕ ,即可计算出所在位置的细分值:

$$X = \frac{T}{2\pi} \cdot \phi \quad (2)$$

1992 年 11 月 10 日收到

* 通讯地址:北京格瑞特机电技术公司

表1 细分值的计算

Tab. 1 Determination of fractional values

区间	$0 \sim \pi/4$	$\pi/4 \sim \pi/2$	$\pi/2 \sim 3\pi/4$	$3\pi/4 \sim \pi$
Φ 值	$ctg^{-1} \frac{J_{vc} - AVR}{J_{vc} - AVR}$	$\frac{\pi}{2} - ctg^{-1} \frac{J_{vc} - AVR}{J_{vc} - AVR}$	$\frac{\pi}{2} + ctg^{-1} \frac{J_{vc} - AVR}{AVR - J_{vc}}$	$\pi - ctg^{-1} \frac{AVR - J_{vc}}{J_{vc} - AVR}$
区间	$\pi \sim 5\pi/4$	$5\pi/4 \sim 3\pi/2$	$3\pi/2 \sim 7\pi/4$	$7\pi/4 \sim 2\pi$
Φ 值	$\pi + ctg^{-1} \frac{AVR - J_{vc}}{AVR - J_{vc}}$	$\frac{3\pi}{2} - ctg^{-1} \frac{AVR - J_{vc}}{AVR - J_{vc}}$	$3\pi + ctg^{-1} \frac{AVR - J_{vc}}{J_{vc} - AVR}$	$2\pi - ctg^{-1} \frac{J_{vc} - AVR}{AVR - J_{vc}}$

*AVR 为标准电平

由于正切函数在一个周期 (2π 相位) 内并不连续, 将每个周期分成 8 段, 每段 $\pi/4$ 。在 $[0 \sim \pi/4]$, $[3\pi/4 \sim \pi]$, $[\pi, 5\pi/4]$ 和 $[7\pi/4 \sim 2\pi]$ 四个区间采用 $|ctg \Phi|$ 即 $|A \cos \Phi| / |A \sin \Phi|$ 查表求 Φ 值, 而其余四个区间采用 $|tg \Phi|$ 值查表。

每个区间的曲线形状完全相同, 只是开口方向不同, 所以在存贮器中只须列出其中一个区间 (比如 $\Phi = 0 \sim \pi/4$) 中的函数表即可。该区间内的细分值可直接查表获得, 其它区间中的细分值可在查表基础上作适当调整获得。具体的调整方法见表 1。

这里我们充分利用了正余切函数在特定区域变化率较大的特点。另外, 光栅发讯器中光源亮度的变化以及标尺光栅不同区域透过率有差异等因素, 都将造成光电信号幅度 A 的波动, 采用正余切函数求相位值用的是两路信号的比值, 可以有效消除光电信号幅度 A 的波动对测量精度的影响。

大, 产生两路相差 $\pi/2$ 相位, 幅值接近 2.5V, 平均电平为 2.5V 的正交正弦信号, 它们和标准 2.5V 共三路模拟电压作为整形计数和采样细分电路的输入信号, 微机单元由 8031 单片机和程序存贮器 2716 等组成, 位移量由 LED 数码管显示, 微机控制动态扫描方式工作。

数据采集电路采用三只 8 位逐次逼近式的 A/D 转换器 ADC0804, 它具有小于 1LSB 的绝对精度, 功耗小, 在 +5V 电源 640KHZ 时钟下每次转换时间为 100us。其优点是输出带有可靠的三态缓冲, 可直接接到微机的数据总线上^[3]。

A/D 转换器相对于单片机按外接数据存贮器单元配置, 简单地接成只读方式, 这样只用一条指令 `Mov A, Direct` 就可以既读取采样值, 又启动新的一次转换。省去地址译码, 直接将一根地址线接到 A/D 的 \overline{CS} 端。

图 3 所示为整形计数电路。选用电压比较器 LM393 作为整形器, 其同相端接输入信号电压, 反相端接基准电压 (相当于信号的平均电平)。输入信号大于基准电压时比较器输出高电平, 反之输出低电平。

整形后面的是积分辨向电路。相位关系如图 4 所示。两路光电信号经过整形后得两路方波 A 和 B , 当标尺光栅正向移动时, A 领先 $B \frac{1}{4}$ 周期; 反相移动时, A 落后 $B \frac{1}{4}$ 周期。正弦相方波 A 及其非 \bar{A} 分别经过一个由电阻和电容组成的积分电路, 产生两路锯齿波 a' 和 a , 然后经过与操作 $\bar{A} \cdot a'$ 和 $A \cdot a$, 产生两路前沿分别与 \bar{A} 和 A 的上升沿对齐的窄脉冲 \bar{A}' 和 A' 。再分别与余弦相方波 \bar{B} 进行与操作, 即 $A' \cdot \bar{B}$ 和 $\bar{A}' \cdot \bar{B}$ 。由于在正向运动时 A 落后于 $\bar{B} \pi/2$ 相位, 所以在 A 的上升沿发生的脉冲 A' 和 \bar{B} 与操作的结果仍为 A' , 即正向计数端有脉冲输出, 而此时在 \bar{A} 上升沿发

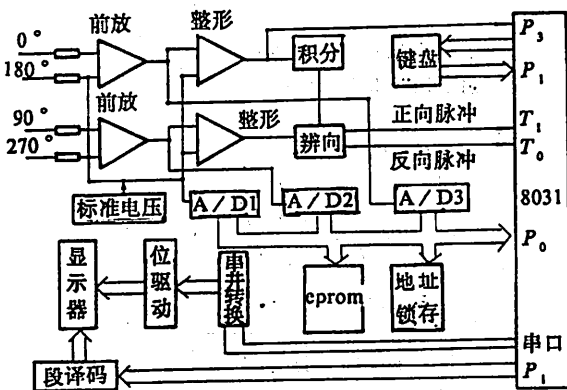


图2 电路结构框图 Fig. 2 System block diagram

3 数显装置的电路结构及主要软件

图2为数显装置的电路结构框图。由光栅读数头产生的四相信号, 经两个运算放大器进行差分放

生的脉冲 \bar{A} 和 \bar{B} 与操作的结果则是无脉冲输出。同样道理,当标尺光栅反相移动时,反相计数端有脉冲输出,而正向计数端无脉冲输出。

图5(a)为本数显装置软件主程序框图。系统上电或热启动开始执行主程序,实时地显示当前的位置。每次循环的最后查寻一次键盘,发现有键被按下,则转去执行相应的子程序,无键被按下则接着开始下一次循环。

细分子程序是软件的核心,如果采用传统的逐点比较的方法来查函数表,在6MHz时钟下,500个细分点约需3ms,这对系统的动态性能有较大限制。我们采用连续的半域选择法查表,使得整个细分子程序的执行时间降到0.4ms以下。

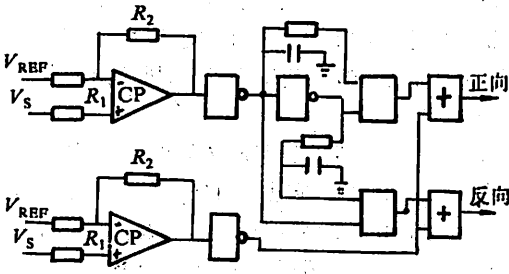


图3 计数脉冲产生电路
Fig. 3 Electronic circuit of pulse count generation

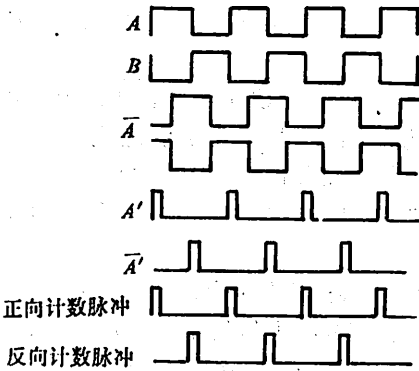


图4 计数脉冲时序

Fig. 4 Timing diagram for the pulse count

4 数显装置整周期计数脉冲迟滞的处理

微机细分是一种编码细分,细分的零点是建立在 $Asin \phi$ 信号通过零点, $Acos \phi$ 处于最大值的状态上的。如图6所示,当 $Asin \phi$ 由负值增大通过零点时, ϕ 由最大值突变为0,此时应产生一个计数脉冲。但是由于电压比较器阈电压差 ΔV 的存在,这个脉冲

不可能在信号到达零电压时产生,而要等到信号达到 $\Delta V/2$,这样就出现了一个接近光栅节距的大误差(对于50lpmm的光栅就是20 μm),将使细分完全失去意义。以下介绍的方法既容易实现又可以彻底消除计数脉冲迟滞的影响。

在正弦相信号的整形方波输出处引一线至单片机的P3口。计算机在每次启动A/D转换的同时检查一次P3口的状态。

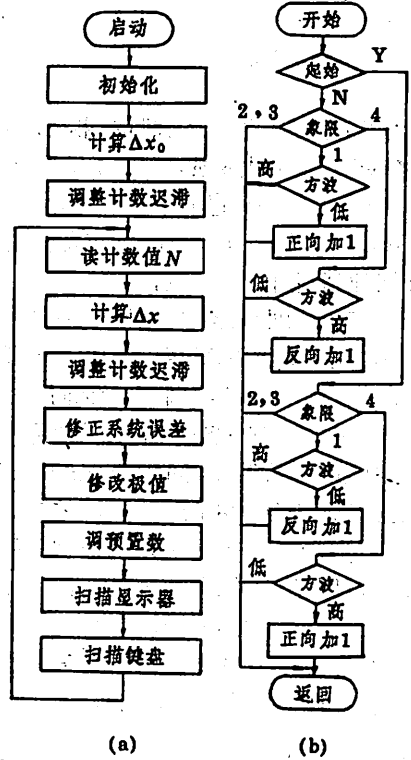


图5 程序框图

Fig. 5 Block diagram of software

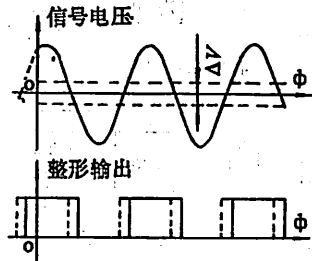


图6 计数脉冲迟滞

Fig. 6 Delay of pulse count

1)在起始位置:若相位值位于第一象限,而整形方波为低电平,则作反向计数器加一调整,方波为高

电平时不须调整;若相位值位于第四象限,而整形方波为高电平,则作正向计数器加一调整,方波为低时不必调整。相位值位于二、三象限时不要调整。

2)非起始位置;若相位值位于第一象限,而整形方波为低电平,则作正向计数器加一调整,方波为高时不需调整;若相位值位于第四象限,而整形方波为高电平,则作反相计数器加一调整,方波为低时不需调整。

具体的计数迟滞调整子程序框图见图5(b)

5 数显装置误差分析及提高精度的措施

将 $x = T \cdot \phi / 2\pi$ 代入(1)式,再对其求全微分,可得

$$dL = N \cdot dT + T \cdot dN + \frac{1}{2\pi} \phi \cdot dT + \frac{T}{2\pi} \cdot d\phi \quad (2)$$

上式中第一项和第三项为光栅刻划误差引起的测量误差项。由于莫尔条纹的平均作用,刻划误差中主要是累积误差的影响较大。我们用系统误差修正程序来进行修正。首先将光栅测长系统用更高精度的仪器来进行标定,测出显示误差值,并分离出其中的系统误差分量,根据不同的精度要求和误差变化规律,确定整个量程中的补偿点数,列出相应的误差表格,存入EPROM。运行中,根据当前点到绝对零位的距离,在误差表格中查出系统误差值(在非补偿点取相邻补偿点误差值的线性插值),对测量结果进行实时补偿。本装置在补偿之前,测量误差达到1.5 μ m,经过补偿,在同样的10mm量程中误差减小到 $\pm 0.4\mu$ m以内。

(2)式中第二项为计数误差项,它包括理论计数误差和偶然计数误差。理论计数误差就是上节所述的由于电压比较器电压差造成的计数脉冲迟滞,已经可以很好地解决;偶然误差是由于电磁干扰等因素引起的误计数,这在电路合理设计的情况下是可以避免的。

(2)式中最后一项为细分相位误差,包含有信号的非正弦性,两路信号之间的非正交性、幅值不等以及模数转换误差等因素的影响。信号本身的误差需要从读数头的调整来解决,而A/D转换引入的误差可表示为

$$dL_{A/D} = \frac{T}{2\pi} (\cos \phi \cdot \frac{d(\text{Asin}\phi)}{A}) - \sin \phi \cdot \frac{d(\text{Acos}\phi)}{A}$$

设所用A/D的极限误差为dx,则

$$dL_{A/D} = \frac{T}{2\pi} \cdot \frac{dx}{A} (\cos \phi - \sin \phi)$$

$$\therefore (dL_{A/D})_{\max} = \frac{T}{2\pi} \cdot \frac{dx}{A} \cdot \sqrt{2}$$

对于ADC0804, $dx/A = \pm 1/256$, 所以

$$(dL_{A/D})_{\max} = \pm \frac{T}{2\pi} \cdot \frac{1}{256} \cdot \sqrt{2} = \pm \frac{T}{1156}$$

为了客观地检测出数显仪的细分精度,我们通过高精度的电压源和分压电阻模拟 $\text{Asin } \phi$ 和 $\text{Acos } \phi$, 每隔 3.6° 相位测量一点, 整个周期共测 100 个点。相位误差的曲线如图 7 所示。

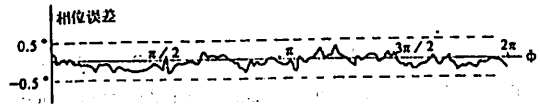


图7 实测误差曲线

Fig. 7 Curve of measure errors

可见,本数显仪的细分相位误差小于 $\pm 0.5^\circ$,其中还包含电压源的误差。因此,本数显仪的误差对整个光栅测量系统精度的影响是不大的。

6 本装置的特点

1) 采用微机计算细分,细分倍数达500倍。选用合适的单片机机型,整机硬件电路简单,实现了袖珍化。

2) 采用单片机两个内部计数器来进行计数,最高计数频率达250kHz,大大降低了计数频率对光电信号变化速度的限制。

3) 有效地消除了电压比较器的阈电压差造成的计数迟滞的影响,使数显装置工作更加可靠。

4) 配备了系统误差修正软件,显著提高了测量精度。经国家计量科学研究院检定,本数显装置与我们同时开发的光栅发讯器配套成的测长系统工作可靠,10mm量程内的总不确定度优于 $\pm 0.4\mu$ m。

参 考 文 献

- [1] 张善钟, 计量光栅技术, 机械工业出版社, 1985年12月, p234
- [2] 古乐天, 采用微处理器的光栅测长仪, 电子测量技术, 1982, NO. 5, p14
- [3] 沈兰荪, 微机数据采集系统, 电子技术应用, 1987年, 第11期, p39
- [4] Guild, J. Diffraction Gratings as Measuring Scales, Oxford University Press, 1960, p126

A Pocket-Size Grating Digital Display Instrument

Chu Jiaru Wang Jiang

(Department of Precision Machinery and Precision Instrumentation)

Abstract

A pocket-size digital display instrument with a single chip computer as its center unit has been developed by the authors. It's major characteristics include compactness, high resolution, low cost and more functions. Besides the introduction to its structure of hardware and software, the interpolating plan and the correction of pulse delay caused by gate voltage difference of electric circuit, are also reported.

Key words: length measurement, singal interpolation, application of single chip computer

光电二维倾斜角测量装置的研究

李胜利 金泰义 徐育

(精密机械与精密仪器系)

摘要 本研究提出了利用二维PSD元件测量二维微小倾斜角的三种光电检测方式。逐一介绍其结构、实验原理和实验标定结果。并提出了改进该装置的设想。

关键词 角度探测器,光学系统,标定,PSD

1 前言

随着机械加工朝高精度、自动化发展,对各种机械的导轨面、基准面及其他加工平面的精密检测就越来越显得有必要。机械行业通用的表面形状精度的方法有:

- (1)以角尺或平板为基准,进行检测
- (2)以自准直仪的平行光为基准,在被测面上放上反射镜进行检测。
- (3)以水平仪液面为基准,用水平仪逐点进行检测。

这三种传统方法虽各具优点,但也有不足之处(1)、(3)两种不能输出电信号不便于运算控制;(2)法虽能输出电信号,但所需装置较多且调整操作不太方便。本研究的目的在于探求以较高精度较方便的方式同时测二维倾斜角,进而求得直线度和平面度,该方式应能输出电信号以便运算、数显、记录及控制。

采用二维位敏器件(PSD)做为光电传感元件,分别实验了三种方式测量二维微小倾斜角。

2 二维PSD检测原理

采用日本滨松光电子公司的S2044型二维PSD器件^[1],其光敏面为4.7×4.7mm,分辨率2.5μm。PSD也是一种半导体光敏元件,其原理为图1所示。

当光点射入光敏面时,由于横向光电效应,x和y两方向相应两端输出光电流I_{x1}、I_{x2}及I_{y1}、I_{y2},光点位置有变化(Δx, Δy)时,光电流也相应变化,其关系式

为

$$\frac{\Delta x}{l} = \frac{(I_{x2} + I_{y1}) - (I_{x1} + I_{y2})}{I_{x1} + I_{x2} + I_{y1} + I_{y2}}$$

$$\frac{\Delta y}{l} = \frac{(I_{y2} + I_{x2}) - (I_{y1} + I_{x1})}{I_{x1} + I_{x2} + I_{y1} + I_{y2}} \quad (1)$$

按上式处理光电流即可得到与光强理论无关,而仅与位置变化量Δx、Δy有关的结果。

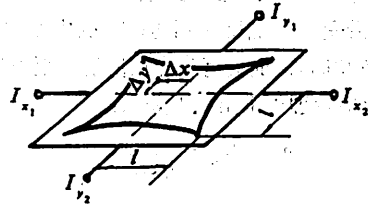


图1 二维PSD原理图

Fig. 1 Schematic of the two dimensional PSD

3 实验原理及其结构

3.1 方式1 悬垂式测量

如图2所示由LED通过透镜聚成的光点投射到二维PSD的光敏面上绕x轴倾斜角为α,绕y轴为θ,PSD光敏面距悬挂点距离为l,则倾斜角如下式:

$$\alpha = \text{tg}^{-1} \frac{\Delta y}{l}$$

1992年11月20日收到

$$\theta = \text{tg}^{-1} \frac{\Delta x}{l} \quad (2)$$

由(2)式可知该方式的分辨率取决于吊线长度*l* (本装置*l*=150mm,也取决于PSD本身分辨率及光点大小.)

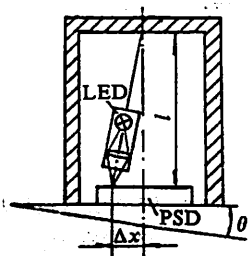


图2 悬垂法原理图

Fig. 2 Schematic of plumb line method

3.2 方式2 双PSD测角

实验装置如图3所示构成.该图为*x*方向的示意图,*y*方向的设置与*x*方向垂直,布置相同,予以省略.

LED光通过透镜和小孔后成为一束平行光,经过斜反射镜反射,到达配制的液面.当液面水平时将此束光沿受光系统反射到达PSD的中心,当实验装置倾斜*theta*角时,液面会将该光束反射到距PSD中心*Delta x*处,由反射定理可求出如下关系:

$$\theta = \frac{1}{2} \text{tg}^{-1} \frac{\Delta x}{l/\cos\varphi + l'}$$

同时
$$\alpha = \frac{1}{2} \text{tg}^{-1} \frac{\Delta y}{l/\cos\varphi + l'} \quad (3)$$

本装置若取*l*=*l'*=50mm, $\varphi=30^\circ$,则(3)式变为

$$\theta = \frac{1}{2} \text{tg}^{-1} \frac{\Delta x}{2.155l}$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \text{tg}^{-1} \frac{\Delta y}{2.155l}$$

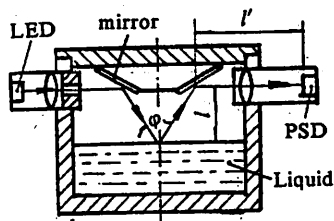


图3 双PSD法原理图

Fig. 3 Schematic of the double method

由(3)式可知方式2可使高度降低而倾角分辨率却比方式1有所提高,当然也存在着调整困难,光强减弱等缺点,需要考虑克服.

3.3 方式3 用PSD测方位角

如图4所示,为确定某一被测*M*面的倾斜方位,可以测其法线与轴*oz*的夹角*theta*以及在*o'x'y'*平面上测*o'y'*与*o'y*的夹角*phi*.为减少误差可将PSD置于*z*轴上.图5即为测方位角*theta*和*phi*的实验装置示意图.

平行光束经半透半反镜射入基准液面,经原路向上反射,透过HM镜由PSD接收.当装置底面倾斜时,基准液面的法线也会有一*theta*角及*phi*角的倾斜,以至光点在PSD上也有一偏离中心位置的*Delta x*、*Delta y*的变化,其关系为

$$\varphi = \text{tg}^{-1} \frac{\Delta x}{\Delta y}$$

$$\theta = \frac{1}{2} \text{tg}^{-1} \frac{\sqrt{\Delta x^2 + \Delta y^2}}{l} \quad (4)$$

由(4)式可知其分辨率在*phi*角上受PSD分辨率影响,在*theta*角上主要受光敏面至液面距离*l*的影响.

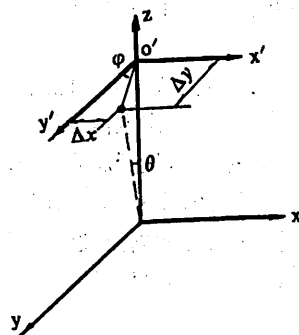


图4 方位角示意图

Fig. 4 Schematic of azimuth

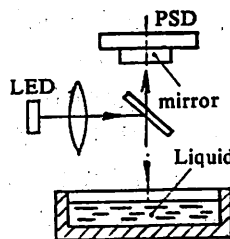


图5 方位角法测量原理图

Fig. 5 Schematic of the azimuthal method

4 信号处理系统

三种不同检测方式的探测元件都是采用二维PSD,所以三者的信号处理框图基本一致。见图6。

由PSD输出的四路光电流经I/V转换、中间放大及低通滤波电路后成为依光点位置变化的直流电压信号,将这组信号再通入一块32路12位A/D转换板,以数字信号进入微机,再按各方式相应的关系式及PSD的测量出式(1)进行运算,最后打印结果。

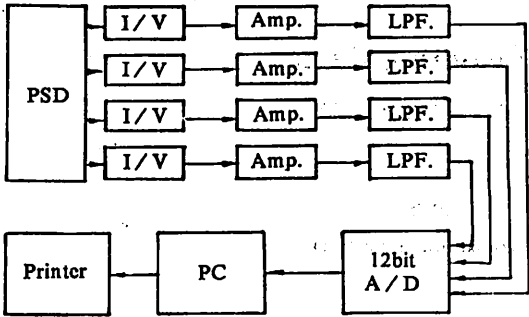


图6 信号处理框图

Fig. 6 Diagram of signal processing

5 标定方法与测量结果

标定实验采用专门设计的倾斜角发生装置。如图7所示,将前述三种方式的实验测角装置分别固定在标定装置的上板。倾角大小是通过压电陶瓷通以0~100V的直流电或手调螺旋顶杆调节。压电陶瓷可获得0~10"的微量倾角变化,螺旋顶杆可获得较大的倾角变化量。测量标定时将0级千分表或高精电感测微仪的测头与上板顶端接触,该点距十字弹簧结构为300mm。指示仪所显示的位移变化为Δz,则倾斜角为

$$\Delta\alpha = \text{tg}^{-1} \frac{\Delta z}{l}$$

$$l = 300\text{mm}$$

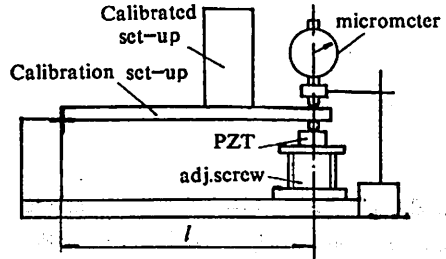


图7 标定实验示意图

Fig. 7 Schematic of the calibration experiment

对三种方式进行标定,将多个数值进行平均得到以下结果:

(1)方式1的分辨率为6",全范围内的非线性误差为5%,测角范围为±1°。

(2)方式2的分辨率为2.5",误差为3.7%,测角范围±0.5°。

(3)方式3的分辨率为4"(θ角),误差为3.5%测试角度范围为±1°。

方式1由于吊线阻尼小,易受外界环境影响,难于获得稳定高精度输出,若要稳定则需增加悬挂件的阻尼,若要提高分辨率则要增加悬挂高度,这就会使尺寸加大。

方式2的高度尺寸明显减小,分辨率因有两次反射反而有所增加,精度也有提高。而对液面的控制及加强光强是实用化设计改进的关键。

方式3分辨率介于两者之间,在某些特定需要测方位角情况下使用。在调整时为提高φ角分辨率可将光点调整距y方向中心点较远的PSD光敏面上。

另外在实用化设计中必须用单片机代替实验中使用的微机,否则难于携带,这就要求进一步对其软硬件改进。本研究将继续展开,以便制成实用便携的光电测角仪。

参 考 文 献

- [1] 浜松トニクス, テクニカル データ, 精密測距変位用2次元PSD, 1990年1月。
[2] 清野慧, 平面のうねり形状の測定に関する研究, 精密工学会志, 53(1987)No5, p749

Study on Opto-electronics Measuring Device for Inclined Angle of Two Dimensions

Li Shengli Jin Taiyi Xu Yu

(Department of Precision Machinery and Precision Instrumentation)

Abstract

This study proposes three new measuring methods for inclined angles of two dimensions using a 2D PSD (Position Sensitive Detectors) device. This paper introduces the principles of these methods, analyzes these three constructions, compares the results of calibration experiments and presents a tentative idea about improving the measuring device.

Key words angle detector, optical system, calibration, PSD

GW-1 型光纤测微仪

金泰义 袁子文 徐育 李胜利
(精密机械与精密仪器系)

摘要 GW-1 型光纤测微仪利用强度型反射光纤传感器,将红外发光管LED 出射的调制红外光 I_0 投射到被测面上,再用接收光纤接收部分反射光 I 。理论和实测证明 I/I_0 与位移 z 关系曲线中有两段线性较好的区域,利用这两段区域作为测量微位移工作段,将接收到的光强经光电转换管PD 转换成电流,经过电流-电压变换、带通滤波、同步积分、相关检测等措施提高了信噪比,并对仪器的温漂和综合误差进行了有效的补偿。经过多次实测和安徽省计量部门检定,在距被测面约20~150 μm 范围内,最大偏差 $\leq 0.5\mu\text{m}$,在0.8~2.4mm 范围内,最大偏差 $\leq 6\mu\text{m}$,达到设计要求。

关键词 光纤传感器,光电检测,精密测量

1 前言

光纤微位移传感器是一种新型的光电仪器,原理探讨已于70年代完全成熟,此后主要根据不同用途进行应用研究,并实行仪器化。80年代以来我国不少单位进行光纤传感器及应用机理研究。我们经过大量实验解决了弱信号采集传输与处理技术;消除干扰提高了仪器的信噪比;还对综合误差和温漂进行补偿和控制,提高了仪器的精度和稳定性,实现了仪器化。

2 仪器工作原理

2.1 仪器结构框图

仪器由光源驱动电路,LED光源,Y-型光纤传感器,光电探测管PIN,模拟信号处理电路,数字电路,8098单片计算机和电源等部分组成。工作框图如图1。

2.2 光纤传感器及仪器工作原理

本仪器采用强度型反射式光纤传感器,其信号光源为红外发光二极管(LED),接收用光电探测管(PIN),光纤采用50/125 μm 光纤组成的光纤束,其 $\text{NA}=0.25$,直径 $D=3\text{mm}$ 。传感器原理如图2。

如果从光纤 I 出射的光功率为 I_0 ,投射到反射面上的光强均匀分布,则反射面上的光功率密度为 $I_0/(\pi \times R_2^2)$,光纤 II 接收的光功率为:

$$I(z) = I_0 / (\pi \times R_2^2) \times S(z)$$

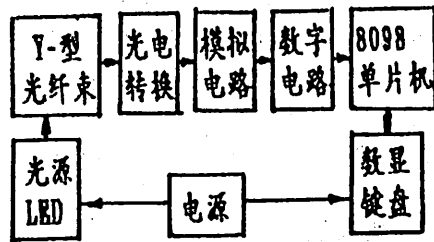


图1 光纤测微仪结构框图

Fig. 1 The composition of this instrument

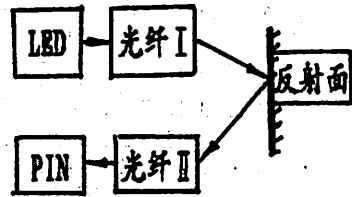


图2 传感器工作原理

Fig. 2 The principle of this instrument

理论和实测得到 $S(z)$ 曲线形状如图3(z 为微位移):

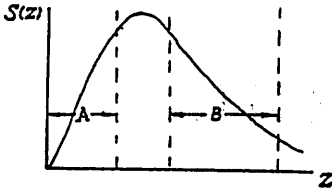


图3 传感器接收光功率随距离变化规律

Fig. 3 The change law of light intensity vs displacement

随着距离的变化,光纤Ⅱ接收到的光功率 I_r 也随之变化,可以通过检测 I_r 来测量位移,在曲线上上升段和下降段各有一段线性比较好的区域A和B,A段线性度好,灵敏度高,可以测量分辨率要求高的微位移;B段线性度和灵敏度差一些,但范围大,可以作为测量距离大、位移值大、分辨率要求不很高的微位移测量。因此可以近似得到距离公式如下:

$$A \text{ 段: } z = K_1 + K_A \times I_r$$

$$B \text{ 段: } z = K_2 - K_B \times I_r$$

I_r 为光纤Ⅱ接受功率。 I_r 经过PIN管转变为电流,再经过I/V转换为电压,经消除干扰信号处理后得到直流电压信号,再经A/D转换可获得与位移(z)变化呈线性关系的数字值,经过标定和校正,即可获得被测面的位移,并用数码管实时显示出来。

3 信号采集与处理

如图4所示,由PD接收到的光电流信号,经过电流—电压变换(I/V)的前置放大器成为电压信号,首先通过中心频率与调制频率相同的带通滤波器,

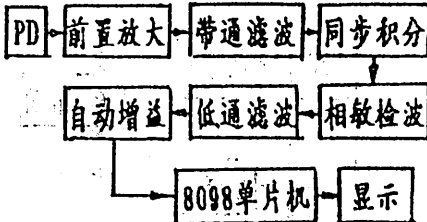


图4 信号采集与处理框图

Fig. 4 The composition signal sampling section

再经过同步积分器和相关器,将PD的暗电流和周围杂散光影响去除,并将信号适当放大。为了进行运算,将该信号送入8098单片机内部的10位A/D转

变为数字量,最后经过校正用数字显示出A段分辨率为 $0.1\mu\text{m}$,B段分辨率为 $1\mu\text{m}$ 的数字。

操作采用键式输入,按需要选择测量位移A段或B段,选择量程增益,选择采样的平均点数。还可以通过键盘进行软件标定,程控放大选择不同的放大倍数,以适合不同的反射率的被测面。

4 影响精度的主要因素及消除方法

影响仪器测量精度的主要因素有:

1)光源输出光强的稳定性;2)PIN管输出特性的非线性;3)电路元件的稳定性;4)电路传输特性的非线性;5)A/D变换的量化误差;6)标定中校准误差、测量误差;7)其它:干扰及温度的影响。

上述因素造成的误差与不稳定通过硬件与软件综合消除:模拟处理电路的最后一级采用热敏电阻以抵消温漂,软件上采取了非线性拟合以补偿非线性,定时监视零位与实时跟踪零漂以消除不稳定与零漂。因此仪器的测量精度和稳定性得到显著改善。

5 仪器的主要性能及精度指标

1)测量范围

①测A段 20.0~150.0 μm

②测B段 800~2400 μm

2)分辨率

①A段 0.1 μm

②B段 1 μm

3)精度

①非线性度 A段: 0.35%

B段: 0.29%

②重复精度 A段: 0.2 μm

B段: 2 μm

③示值误差 A段: 0.5 μm

B段: 6 μm

6 仪器的应用前景

由于测头体积小(直径4mm),可以机动灵活安装在测量空间很小的环境里,特别是其它测头难以接近或要求防爆的场合,对物体进行测量。本仪器稍加改动即可开发为各种专用定位、准直、测厚及形位精度测量仪器,适用于不同测量对象和环境,A段适于高精度测量,B段适用于精密级在线检测,产品易于系列化。图5为该仪器的几个应用图例。

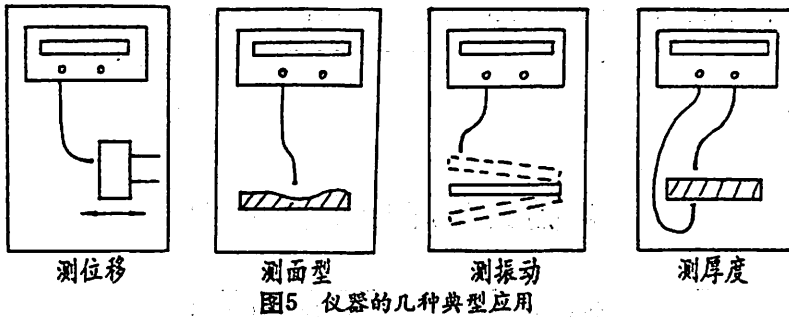


图5 仪器的几种典型应用
Fig. 5 The examples of some application

7 结束语

从仪器的结构与性能看这是一台电、光、机一体化的仪器,测量系统集中统一,功能较全,可以自检、标定,数据可以直接显示,也可以通讯传到控制中

心,以控制加工过程中的尺寸精度。从科学与技术角度看该仪器经检索技术指标达到国内领先水平。在消除干扰、零位漂移和误差补偿方面有创造性。

参 考 文 献

- [1] 方建淳, MCS-96 系列 8098 单片机原理与应用技术, 天津科技出版社
- [2] 张国顺等, 光纤传感技术, 水利电力出版社
- [3] 戴蓓倩等, 集成运放及其应用电路(上、下), 中国科学技术大学出版社

Research and Making of GW-1 Optic-Fiber Micro-Displacement Measuring Instrument

Jin Taiyi Yuan Ziwen Xu Yu Li Shengli

(Department of Precision Machinery and Precision Instrumentation)

Abstract

This paper discusses the measuring principle and instrumentation characteristics of an of optic-fiber micro-displacement measuring instrument(GW-1). GW-1 sends modulated infrared light emitted by LED to the measured surface, by means of an intensity-type reflective optic-fibers sensor, and receives some of the reflected light from the receiving optic-fiber. It's proved by theory and practice that there are two ranges of good linearity in the curve of displacement, and the two ranges are used to measure micro-displacement. The received light which includes information of displacement is transformed into current by PD. After I/V, band-filter, synchronal integrater, correlated detection, etc, the noise is eliminated effectively and the measuring accuracy and stability are raised to a great extent; the overall errors and temperature drift are also effectively compensated. Proved by a lot of tests by the metrological department of Anhui province, the maximum deviation of GW-1 is less than 0.5 μm , within the range of 20~150 μm from sensor to measured surface; the maximum deviation is less than 6 μm , in range of 0.8~2.4 mm.

Key words: optic-fiber sensor, optoelectrical detection, precision measurement

容栅测角原理及其应用

胡跃全 刘荣进 李永新 郭玉亭

(精密机械与精密仪器系)

摘要 介绍了反射式群聚型容栅传感器的工作原理和容栅数显测角仪。该测角仪的分辨率为 $1'$,示值误差不大于 $5'$ 。

关键词 容栅,测角仪,数显,精密测量

1 引言

测角容栅是一种将机械角位移转化成电信号相位角变化的传感器。容栅传感器与微电子技术结合组成数显测角系统。容栅和光栅相比具有成本低,测量速度快,对环境要求不高等优点,但容栅的精度要比光栅低,将容栅应用于对测角精度要求不高和测量角速度的场合是很适宜的。

群聚型容栅传感器有入射式、透射式和反射式

三种类型,前两种由于结构和工艺上的原因很少采用,目前大都采用反射式的容栅。

2、反射式群聚型容栅测角传感器的关键元件

图1所示是测角容栅传感器的结构。其发射极和接收极位于定栅上,反射极和屏蔽极位于动栅上。定栅(图1(b))沿周向均匀分布42个栅区,每个栅区有8条相同节距角的径向栅线,分别作为8相发送信号的输入端。发射极A,B,……H(以下简称

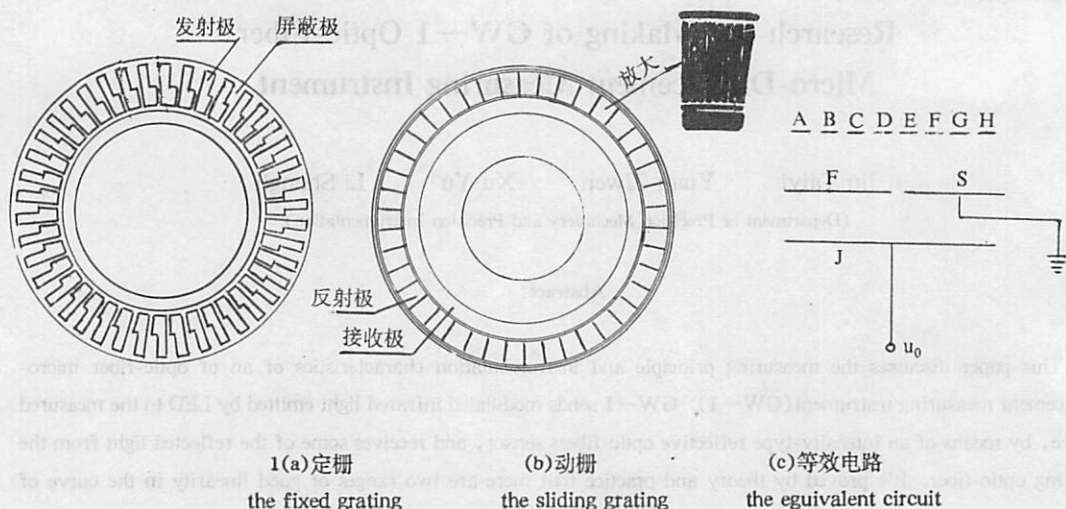


图1 容栅的结构

Fig. 1 Structure of the grid-shaped capacitive grating

1992 年 11 月 20 日收到

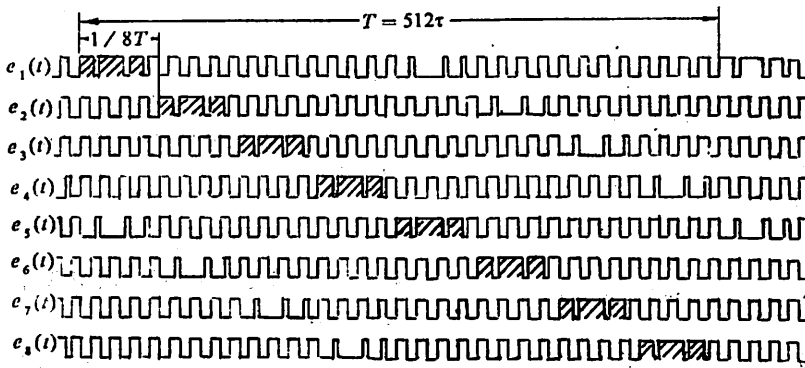


图2 八路输入激励信号波形图

Fig. 2 The wave-like graph of 8 input exciting signals

$e_i, i=1, \dots, 8$), 反射极和屏蔽极 s 均做成大小和形状不同的栅状电容极板, 这是该种传感器的显著特点。做成栅状的目的有三个:

(1) 增加初始电容, 以减少引线电容和杂散电容所引起的干扰信号。

(2) 具有平均效应: 由于由众多栅条形成信号, 其平均效应可提高测量精度或降低容栅的制造精度。

(3) 提高灵敏度, 当动栅和定栅的总重迭条数为 n 时, 其位移—电容变化量的灵敏度将提高为单对栅条的 n 倍(参见[2])

从图1(b)可以看出, 接收极是整个圆环, 所接收到的信号是对整个圆周上发射极信号的综合效果, 因而平均效应大大增加, 容栅的偏心误差将适度减小, 此外对消除输出信号中的高次谐波也有好处。相当于全积分光栅读数系统。(参见[3])

2.2 反射式群聚型容栅测角传感器的工作原理

2.2.1 输入激励函数的性质

传感器有42组发射极, 每组各有8个发射极, 各组上所加的信号依次相同。设8个激励信号为 $u_i(t), i=1, \dots, 8$ 。

$$u_i(t) = U_i(t + T) \quad (1)$$

其中 T 由动栅的节距, 电子细分数和精度等要求确定, $u_i(t)$ 是周期为 T 的周期函数。

$$u_{i+1}(t) = u_i(t - \frac{T}{8}) \quad (2)$$

即相邻的 $u_i(t)$ 的位相差为 $t/8$, $u_{i+1}(t)$ 滞后于 $u_i(t)$ 。

$$u_i(t) = \begin{cases} 0 \\ 1 \end{cases} \quad (3)$$

$u_i(t)$ 是脉冲函数, $u_i(t)$ 取0 还是取1 与电子细分数有关。

图2^o所示的是八路激励信号的波形。

2.2.2 静态耦合函数 $C_i(x)$ 的性质

图1(c)所示的传感的等效电路还可简化为图3。该传感器可看成由8个可变电容组成。每个可变电容的电容量分别是位移 x (在此是角位移) 的函数 $C_i(x)$ 。从动栅相对定栅 x 的几何关系可确定函数 $C_i(x)$ 。 $C_i(x)$ 与 x 是空间域中的相移关系。

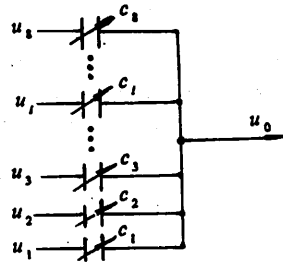


图3 容栅传感器等效电路简化图

Fig. 3 The simplified equivalent circuit of capacitive transducer

$C_i(x)$ 具有下列性质:

$$(1) C_i(x) = C_i(x + w)$$

w 是动栅的节距。

$$(2) C_{i+1}(x) = C_i(x \pm W/8), i = 1, 2, \dots, 7$$

相邻 $C_i(x)$ 的位相差 $W/8$, 正向移动时是超前。

(3) $C_i(x)$ 是梯形函数, 如图4所示, 其归一化表示为:

$$C_i(x) = \begin{cases} Rx & (0 \leq x \leq W_1) \\ 1 & (W_1 \leq x \leq W_2) \\ 1 - Rx & (W_2 \leq x \leq W_3) \\ 0 & (W_3 \leq x \leq W) \end{cases}$$

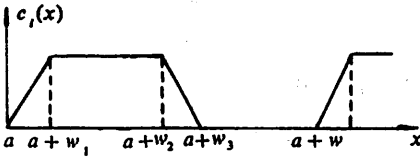


图4 函数 $C_i(x)$ 的波形图

Fig. 4 The wave-like graph of function $C_i(x)$

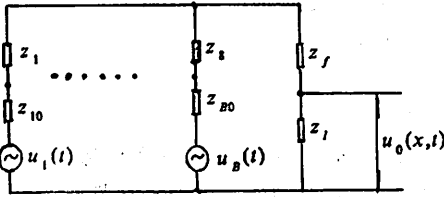


图5 容栅传感器工作等效电路图

Fig. 5 The equivalent circuit of grid-shaped capacitive transducer

2.2.3 输出函数 $u_0(x,t)$ 的特征

容栅传感器的发射极分成若干组,每组各有8个发射极板 e_i 与动栅上反射极板 F 的一个节距 W 相对应。因各组中 i 相同的 e_i 与 F 的相对位置相同,故可将所有发射极与反射极间的电容器简化为容量各为的 $C_1(x) \sim C_8(x)$ 的8个电容器,每个电容器的容量为实际的一对 e_i 和 F 所组成的电容器的容量的 n 倍($n =$ 反射极板数,在此 n 为42)。此外,发射极板 e_i 和接收板 J 都位于定栅上,而反射极板 F 和屏蔽极板 S 位于动栅上。 e_i 上分别送入8组方波脉冲电压激励信号,经 $C_1(x) \sim C_8(x)$ 耦合后到达 F , F 和 J 相互耦合形成反射电容器 C_r 。因 J 和 F 间相互覆盖的总面积不随位移而变化,故 C_r 是一个常量。于是到达 F 的信号经 C_r 耦合后,得到输出函数 $u_0(x,t)$ 。其等效电路如图5所示。

在图5中, $u_1(t) - u_B(t)$ 为以恒压源表示的激励信号源; $Z_{10} \sim Z_{B0}$ 为等效恒压源的内阻; Z_f 为反射电容器的阻抗; Z_r 为后继信号处理电路的输入阻抗; $Z_1(x) \sim Z_n(x)$ 为 $C_1(x) \sim C_n(x)$ 的阻抗,以下简称 Z_i 。以 $u_{0i}(x,t)$ 表示对 $u_1(t)$ 对 Z_i 上的输出函数 $u_0(x,t)$ 的贡献;并令

$$Z_i^* = (Z_i + Z_{10}) // (Z_n + Z_{B0}) // \dots // (Z_i + Z_{10}) // (Z_f + Z_r)$$

根据线性电路迭加原理得:

$$u_{0i}(x,t) = u_1(t) \frac{Z_i^*}{(Z_1 + Z_{10}) + Z_i^*} \times \frac{Z_r}{Z_f + Z_r}$$

$$U_0(x,t) = \sum_{i=1}^n u_i(t) \frac{Z_i^*}{(Z_i^* + Z_{10}) + Z_i^*} \times \frac{Z_r}{Z_f + Z_r}$$

因为 Z_i^* 是并联阻抗,故可认为 $(Z_{10} + Z_i) \gg Z_i^*$,则

$$\frac{Z_r}{(Z_i + Z_{10}) + Z_i^*} \approx \frac{Z_i^*}{Z_i + Z_{10}}$$

又由于等效电路作为电压源来考虑,有 $Z_i \gg Z_{10}$,故有

$$\frac{Z_i^*}{(Z_{10} + Z_i) + Z_i^*} \approx \frac{Z_i^*}{Z_i} = \frac{C_i(x)}{C_r^*(x)}$$

$$u_0(x,t) = \sum_{i=1}^n K u_i(t) C_i(x)$$

其中 $K = \frac{1}{C_r^*(x)} \times \frac{Z_r}{Z_f + Z_r}$, K 为信号传输系数。因为 $C_r^*(x) \gg C_i(x)$,即并联电容量远大于单一电容量

$$C_r^*(x) \approx \sum_{i=1}^n C_i(x) = 4C_{max}$$

C_{max} 为 $C_i(x)$ 的最大值, $C_r^*(x)$ 之所以为恒量,是因为8个发射极板与反射极板相互覆盖的总面积不随位移而变化。从以上分析得知 K 是一常量。当不考虑 $u_0(x,t)$ 的实际大小时,可令 $K = 1$,则

$$u_0(x,t) = \sum_{i=1}^n u_i(t) C_i(x)$$

从上式可以看出,群聚型反射式容栅传感器是一种对多种信号进行调制,运算相加的装置。这就是“群聚”之名的由来。

2.2.4 容栅传感器移相原理

前面提过,加在发射极上的8路信号是具有一定特征的脉冲波。为了便于理解,不妨设8路信号是如图6(a)所示的梯形波。当位移 X 为0时,定栅和动栅的相对位置如图6(b)所示,此时输出信号 $u_0 = A + B + C + D$;当动栅相对定栅有 $\frac{W}{8}$ 位移时,两栅的相对位置如图6(c)所示,此时 $u_0 = H + A + B + C$ 。与基准位置时的输出信号相比,有 45° 的相移,当动栅往相反方向移动 $W/8$ 时,输出信号有一 -45° 的位移。由此看来,输出信号与基准信号的位相差反映了动栅和定栅的相对位移。

2.2.5 容栅传感器的电路结构及信号处理

容栅传感器的电路框图如图7所示。当动栅和定栅有相互角位移时,在定栅的接收电极上得到一个幅值固定而相位随动栅回转而变化的正弦波,经放大、滤波、整形形成方波作为鉴相器的一个输入信号。鉴相器有两个输出:一个输出是脉宽,其宽度代

表两个输入量相位差的绝对值即 $\Delta\theta = \theta' - \theta$, θ' 为接收信号的相位, θ 为基准信号的相位; 另一个输出是 FX (回转方向)。计数器由加减计数逻辑来控制, 计数值的大小与鉴相器输出有关, 它代表了定栅和动栅之间的相对角位移量。最后由译码显示器显示最终角位移量。

3 结论

容栅测角仪是一种靠静电感应原理工作的调相式测量系统, 它具有抗干扰能力强。耗电省, 读数稳定可靠, 分辨率高等优点, 能够在任意位置清零。还有可与打印机, 计算机连接的数据接口, 便于大量测量中的数据记录 and 数据处理, 提高测量工作的效率, 若再加上一定的软件便可测量角速度。

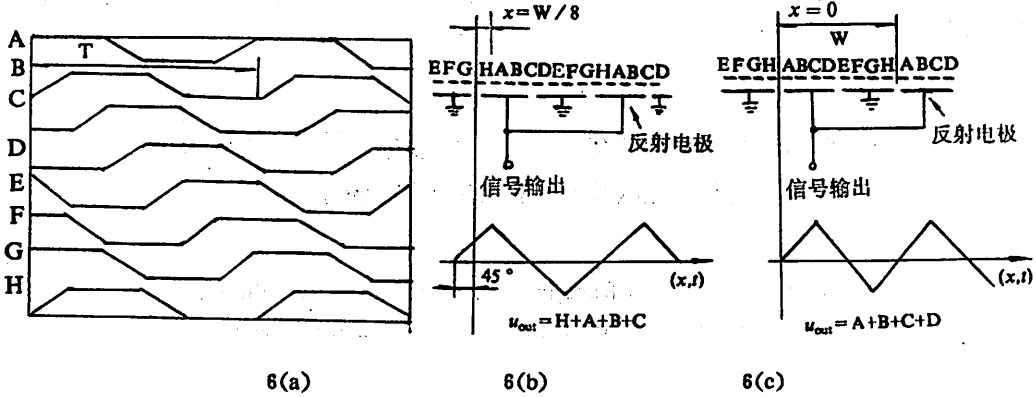


图6 容栅测角传感器移相原理图

Fig. The phase-shift principle of grid-shaped capacitive angular transducer

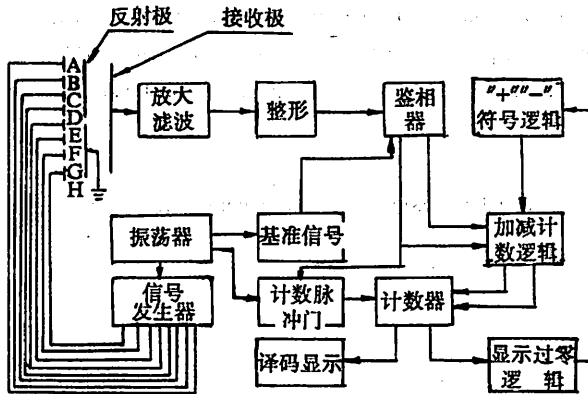


图7 容栅传感器信号处理电路结构框图

Fig. 7 The signal processing circuit of grid-shaped capacitive transducer

参 考 文 献

- [1] Peter B, Kosef, Gregory S, *et al.*, Capacitive Transducer for Accurate Displacement Control, *IEEE, IM*, 30(1981), NO. 2.
- [2] 王祖斌, 栅形电容式传感器的设想, 84年全国传感器学术讨论会论文集。
- [3] Graham RM, The calibration of a Radial Grating System for Precise Angle Measurement, *Microtechnic*, 24(1970), NO. 7
- [4] 张培跃 骆家贤, 反射式群聚型容栅传感器及信号处理的基本原理, 中国计量测试学会几何量专业委员会1986年全国年会论文集, P14

Angular Measurement With Digital Display Using Grid-Shaped Capacitive Transducer

Hu Yuequan Liu Rongjin Li Youngxin Wu Yuting

(Department of Precision Machinery and Precision Instrumentation)

Abstract

This paper describes the measuring principle of a newly-developed sensor-Grid-Shaped capacitive transducer and its application to angle measurement. A prototype of the angular measuring device with 1 arc minute resolution using this kind of sensor is developed. It can be used in such cases as machine tool control, rotational tables and circular grating, etc.

Key words: grid-shaped Capacitive, angular measuring device, digital display.

最佳充模时间的流道设计

鲍家福 邵鹏飞
(精密机械与精密仪器系)

摘要 本文根据注塑成型工艺中非牛顿流体流变学原理和最优化技术理论,分析了塑料熔体在流道中的流动过程,给出了流道尺寸的计算方法,并建立以充模时间为目标函数,以注射速率、压力损失值和剪切速率等为约束条件的优化数学模型。

关键词 注塑,流道,平衡,充模时间

1 前言

浇注系统设计是否合理直接影响注塑产品的质量、材料消耗和生产效率。以往的流道设计多依靠经验或一些定性的法则。后来国内外的一些注塑模文献中也给出了若干流道尺寸设计的经验公式^[1],但都没有把充模时间的设计和流道尺寸设计结合起来考虑。实际上,充模时间或者说充模速率是和流道尺寸密切相关的(本文所讨论的充模时间是指充满流道和型腔的时间)。本文在考虑上述情况的前提下,应用优化方法,提出了新的流道尺寸算法,并建立了以充模时间为目标函数,同时满足多个约束条件的数学模型。据此可确定流道各部尺寸,又同时获得最佳充模时间,这对于提高塑件质量及生产效率具有实际意义。

2 流道设计原则

流道系统基本上可分为两类:自然平衡布置和非自然平衡布置。自然平衡布置状态下,各流动路径的特征相同,每个型腔在相同的压力温度条件下同时充满,因此,我们的设计原则是:在各流道段长度及流道系统体积一定的条件下,使流道系统的压力损失最小。而在非自然平衡布置情况下,每个型腔将在不同的时刻以不同的压力、温度充满。我们的设计原则是:在各流道段长度一定的条件下,通过各流道段截面尺寸和浇口尺寸的设计,使之达到平衡充模。

3 塑料熔体在流道及型腔中的流动

大多数聚合物其流动行为都接近于非牛顿型流体中的假塑性流体,其流动时的剪切应力和剪切速率服从如下的幂律函数关系:

$$\tau = K\dot{\gamma}^n \quad (1)$$

式中, K, n 均为常数, K 称为流体的稠度, n 称为非牛顿指数。其表观粘度可表示为:

$$\eta_a = K\dot{\gamma}^{n-1} \quad (2)$$

η_a 是一个随温度和剪切速率 $\dot{\gamma}$ 而变化的量。

塑料熔体在流道和型腔中的流动是非等温的,并且会在模具表面形成厚薄不一随熔体流动连续变化的冻结层。这给实际的流动分析计算带来很大的不便。出于工程计算上的考虑,我们有必要进行简化处理。即认为在充模瞬间,在模腔表面上已冻结的聚合物熔体层是近似均匀的。熔体仍在截面尺寸均匀的流道和型腔中作等温流动。只不过尺寸变小了一些。实际制造时流道的尺寸要依聚合物的不同、模温的不同而略为增大。

注塑过程中塑料熔体要流经喷嘴、主流道、分流道、浇口才能最后到达模腔,其间压力的损失值是相当可观的。而压力损失是确定最佳流道尺寸的关键因素之一。注塑过程中的流道截面形式有多种,如圆形、半圆形、梯形等。通常处理非圆形截面流道的方

法是将其转换成具有相同水力半径的圆形截面流道处理。对于上述截面形状的流道,其轴向压力梯度为^[3]

$$\Delta = 2 \left(\left(\frac{\lambda}{16} \left(\frac{3n+1}{n} \right) \right)^n \frac{K}{R_u} \left(\frac{Q_u}{\pi R_u} \right) \right) \quad (3)$$

其中 λ 为形状因子, Q_u 为体积流量, R_u 为各种截面形状流道的水力半径。

有关流道截面突变处和流道拐弯分支处的压力损失可用一些方法进行估算。文献[3]中给出了一种计算流道分支及改向时引起的压力损失的方法。它是把所引起的压降折算成一定长度的流道增加到原流道长度上去。流道截面突变处的接头压力损失,如浇口附近,可用Cogswell公式估算:

$$\Delta P_0 = \frac{4}{3(n+1)} \left(\frac{3n+1}{4n} \right)^{n/2} \cdot 3\eta_0 K^{1/2} \left(\frac{4Q}{\pi R^2} \right)^{n+1/2} \quad (\text{圆形出口})$$

$$\Delta P_0 = \frac{4}{\sqrt{3}(n+1)} \left(\frac{2n+1}{3n} \right)^{n/2} (\eta_0 K)^{1/2} \left(\frac{3Q}{2Wh_0} \right)^{n+1/2} \quad (\text{矩形出口})$$

η_0 为非牛顿流体的零切牛顿粘度, R 为圆形出口半径, W, h_0 为矩形出口的宽和半高。

3 平衡及非平衡布置流道系统分析

对平衡布置流道系统要满足前述的压力损失最小条件,则须满足如下的流道设计要求:

$$R_u^3 = NR_d^3 \quad (4)$$

式中, R_u 和 R_d 分别表示上下游流道段的半径, N 表示分支处的流道分支数。

对非平衡布置流道系统,为了使流道系统中每个分流道皆保持恒定的体积流量,下式必须成立(见图1):

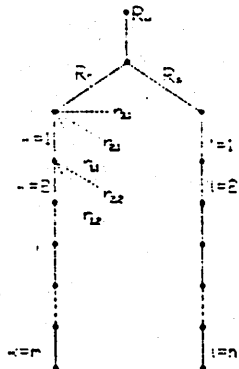


图1. 任意两流道分支的关系

Fig. 1 Relation of any two branching runner paths

$$R_u = \sum_{i=1}^d R_i \quad (5)$$

式中 R_u 是上游分流道半径, R_i 是下游分流道半

径, d 为处所具有的分支数。值得一提的是,在满足式的条件下我们可以得出:

$$Q_i \sim R_i^3 \quad (6)$$

即各流道段的体积流量与其半径值的三次方成正比。为了使熔体前沿以相同的压力同时到达各分流道的末端,下式必须满足:

$$\frac{R_u}{R_i} = \frac{l_u + \sum_{j=1}^i \left[\prod_{k=1}^j (1 + \sum_{m=1}^{j-k} r_{i,m})^{1/2} \right] l_j}{l_u + \sum_{j=1}^i \left[\prod_{k=1}^j (1 + \sum_{m=1}^{j-k} r_{i,m})^{1/2} \right] l_j} \quad (7)$$

式中, l_u 为分流道元素 j 的长度, d_j 是分流道 j 处的分支数。 $r_{i,j} = R_j^3/R_i^3, i = 1, 2, \dots, d_j - 1$ 推导过程见文献^[4]。根据(5),(6)式,若已知分流道各部分的长度,我们即可求出满足流道平衡设计要求的各流道段半径间的比例关系。

4 剪切速率对浇注系统截面尺寸的影响

多种塑料熔体的流变实验及实际注塑过程中成功的经验证明:当主流道和分流道的剪切速率 $\dot{\gamma}$ 在 $5 \times 10^2 \sim 5 \times 10^3 \text{ s}^{-1}$ 之间,浇口的剪切速率 $\dot{\gamma}$ 在 $10^4 \sim 10^5 \text{ s}^{-1}$ 之间时熔体接近于等温流动,且所得到的注塑制品的质量及机械特性较好。由此可知,对大多数聚合物的成型加工而言,上述剪切速率可作为设计模具浇注系统的依据^[5]。对于具有非牛顿特性的塑料熔体来说,其剪切速率 $\dot{\gamma} = f(Q, R, n)$ 。实践证明,大多数塑料在 $\dot{\gamma} = 5 \times 10^2 \sim 5 \times 10^3 \text{ s}^{-1}$ 范围内,因其粘弹性基本恒定,上述方程可使用统一的经验公式表示:

$$\dot{\gamma} = \frac{3.3Q}{\pi R^3} \quad (8)$$

Q, R 分别为体积流量和流道半径。在下面的流道和浇口设计模型中,将把上述剪切速率的限制作为我们的一个设计原则。

5 最佳充模时间流道设计的目标函数

最佳充模时间的确定原则是在保证塑件质量的前提下使充模时间为最短。因此我们的目标函数为

$$\min t = \frac{V_u}{Q_u} + \frac{V_1}{Q_1} + \frac{V_2}{Q_2} \quad (9)$$

t 为熔体充模时间, V_u, V_1, V_2 分别为主流道、分流道和型腔的体积, Q_u, Q_1, Q_2 代表各部相应的流量。

6 最佳充模时间流道设计的约束条件

(1) 流道截面尺寸的约束条件

如前所述,对于平衡布置流道系统及非平衡布置流道系统须满足上述的(4)式和(7)式;

(2) 压力损失的约束条件

必须保证塑料熔体流经流道系统以后的所剩充

模压力保持在一个合适的数值左右,这个合适的数值依注塑制品性质及型腔几何形状而定;

(3)浇口的剪切速率约束条件

$$10^4 \leq \dot{\gamma}_0 \leq 10^5$$

(4)分流道的剪切速率约束条件

$$5 \times 10^2 \leq \dot{\gamma}_r \leq 5 \times 10^3$$

(5)流动比的约束条件 流动比 = $\sum_{i=1}^n \frac{L_i}{h_i}$, L_i =

流道(制品)的长度, h_i = 对应流道(制品)的厚度 如果流动比在所使用塑料所确定的数值之内,那么制品大体能成型。

(6)分流道直径约束条件

不同的塑料因其流动成型特性的差异有不同的分流道直径限制,如对ABS要求 $1.6 \leq d_n \leq 10\text{mm}$, 因此我们的约束条件是

$$d_{max} \leq \text{最大直径限制}$$

$$d_{min} \geq \text{最小直径限制}$$

7 充模速率的讨论

上面目标函数中出现了体积流率 Q_1, Q_2, Q_3 , 这些参数是由注塑加工时的注射速率(充模时间)决定的。如何定下这个注射速率呢,归根到底,最后涉及到如何设计充模时进入型腔的流动速率,可以有两种方法解决这个问题。

(i)第一种方法是考虑等温充模,不考虑充模过程中的冻结效应。这是一种实用的较为简便的方法。文献[5]给出了如下计算充型压力的估算公式:

$$P_0 = \lambda \eta_0 Q_0 \quad (10)$$

其中 Q_0 - 充模的体积流率, P_0 - 充模压力, η_0 - 树脂表观粘度, λ - 模具流动阻力因数。

上述充模时型腔压力 P_0 可根据注塑制品来选择,例如:对成型容易、壁厚均匀的日用品取模腔压力为 24.5MPa;工业制品取 34.3MPa。依据 P_0 及模腔几何形状及尺寸,我们可以求得 Q_0 。

(ii)第二种方法是考虑有冻结效应的非等温充模,下图是一个典型的非等温 $P-Q$ 曲线,有一个最小压降点。该曲线在最小值附近比较平坦,说明在一定范围内变动流量、注射压力等工艺参数对充模压力影响很小。从加工观点考虑,应取最小压降处的流量。这一方面由于压力梯度减至最小,可使制品的内应力减至最小,另一方面也降低了锁模力。即使是几何形状简单的冷模腔,其 $P-Q$ 曲线的详细理论解也要涉及到复杂的计算与程序编制,甚至还难以给出准确解,因此必须按照前面所述的均匀冻结层的假设予以简化处理。我们认为冻结层的厚度 Δh 是填充时间 t 的函数,

$$\Delta h = C(t)^{\frac{1}{2}} \quad C = 2K^{1/2} \left(\frac{T_0 - \theta}{T_m - \theta} \right) \quad (11)$$

T_0 - 冻结层的厚度 θ - 模具温度
 T_m - 熔体温度 k - 热扩散系数

$$t = \frac{\text{模腔体积 } V}{\text{充模流量 } Q}$$

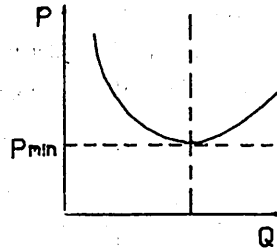


图2. 模腔中的非等温压降

Fig. 2 Pressure-flow rate curve in Non-isothermal cavity filling

这样剩余的有效流动通道厚度为 $h_{eff} = h - 2\Delta h$, 我们可以根据塑料熔体的流变性质(K, n) 和热力学性质(C), 以及模腔的几何形状, 求出一些简单模腔的压降 - 流量关系式。

8 举例

下面以一个实际四腔ABS 医用瓶的非平衡流道设计为例(见图3), 说明我们的算法:

因为要求熔体前沿同时到达各流动路径的末端, 我们即以路径1 为例求充模时间 t 目标函数为

$$\min t = \frac{V_1}{Q} + \frac{\pi R_1^2 L_2}{Q_3} + \frac{\pi R_1^2 L}{Q_2} + \frac{V_0}{Q_0}$$

V_1, V_0 为主流道和制品的体积。

其中: $Q_3 = Q/2$ $Q_2 = \frac{Q}{2} \times \frac{(R_2/R_1)^3}{1 + (R_2/R_1)^3}$

约束条件:

(I)平衡流道约束条件:

$$R_2/R_1 = 1/(1 + L_1/L) \quad R_3 = \sqrt[3]{R_1^3 + R_2^3}$$

(II)浇口剪切速率约束条件:

$$10^4 \leq 3.3Q_0/(\pi R_0^2) \leq 10^5 \quad R_0 \text{ 为浇口半径。}$$

(III)分流道剪切速率约束条件:

$$5 \times 10^2 \leq 3.3Q_2/(\pi R_2^2) \leq 5 \times 10^3$$

$$5 \times 10^2 \leq 3.3Q_3/(\pi R_3^2) \leq 5 \times 10^3$$

(IV)压力损失约束条件:

$$P_0 = P - \Delta P_s - \Delta P_e -$$

$$\Delta P_{L2} - \Delta P_{L1} - \Delta P_f - \Delta P_0 = 24.5\text{MPa}$$

P_0 - 充模压力, P - 注射压力, ΔP_s - 喷嘴的压力损失, ΔP_e - 主流道的压力损失, ΔP_{L2} - 第一分流道的压力损失, ΔP_{L1} - 第二分流道的压力损失, ΔP_f - 浇口的压力损失, ΔP_e - 截面突变引

起的接头损失

(V) 流动比约束条件:

$$\frac{L_0}{d_0} + \frac{L_2}{2R_3} + \frac{L_3 + L_4}{b} < 190$$

L_0 为主流道长, d_0 为其平均直径。

(VI) 分流道直径约束条件:

$$R_2 \geq 0.8\text{mm} \quad R_3 \leq 5\text{mm}$$

按实际尺寸 $L_0 = 22\text{mm}$, $L = 25\text{mm}$, $L_1 = 53\text{mm}$, $L_2 = 27\text{mm}$, $L_3 = 19\text{mm}$, $L_4 = 65\text{mm}$,

$b = 1\text{mm}$, 加工温度 = 210°C , 用 60 克注塑机以 80MPa 的注塑压力成型, 则所求分流道和浇口尺寸为: $R_3 = 2.5\text{mm}$ $R_2 = 0.85\text{mm}$ $R_1 = 2.5\text{mm}$ $R_0 = 0.35\text{mm}$ 充模时间为 2.2s 。而原先的设计中其一级分流道的半径取值为 3.5mm , 二级分流道的半径取值都相同, 为 1.5mm , 结果出现了个别型腔充不满或根本不能填充的现象。然而, 通过我们的重新设计, 情况得到改善。

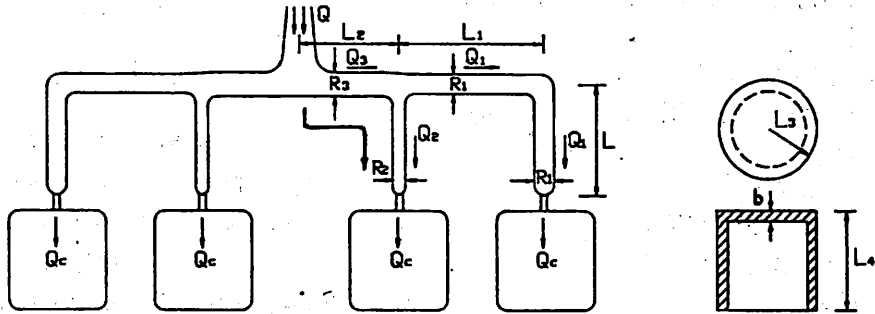


图3 四腔ABS医用瓶浇注系统示意图

Fig. 3 Runner-gate system of a four-cavity medical bottle mold

参 考 文 献

- [1] 王兴天主编, 注塑成型技术, 化学工业出版社, 北京, 1989年, 922.
- [2] Hieber C A, Upadhyay R K, Isayev A I, *SPE ANTEC Tech. Papers*, 29(1983), 689.
- [3] 唐志玉, 塑料模流变学设计, 国防工业出版社, 北京, 1991年, 247, 238.
- [4] 李德群, 肖景容, 模具工业, 1989, No. 6, 55.
- [5] 格兰维尔 A B 著[英], 塑料工程手册, 轻工业出版社, 北京, 1975, 19.
- [6] 袁中双, 李德群, 肖景容, 华中理工大学学报, 19(1991), 31.
- [7] Wang V W, Wang K K, Hieber C A, *SPE ANTEC Tech. Papers*, 29(1983), 663.
- [8] Howard W C, Charles C M, *Polym. Eng. Sci.*, 26(1986), No. 7, 486.

Runner Design for Optimum Fill Time in Injection Molding

Bao Jiafu Shao Pengfei

(Department of Precision Machinery and Precision Instrumentation)

Abstract

Based on injection molding theory, rheology and optimization theory, a method of sizing a runner system is presented after analysing polymer melt flow in the two types of runner system. And a optimum mathematical model for fill time, with constraints of flow rates, pressure losses, shear rates etc., has been constructed. Working out this model, we can obtain the runner's dimension with optimum fill time.

Key words: injection molding, runner, balancing, fill time

创新语法学*

孔凡让

(精密机械与精密仪器系)

摘要 创新能力是对工程师素质的首要要求。世界各国对培养激发创新能力均极为重视。本文从工程技术角度探讨发明创造的规律和方法,首次提出了创新语法学。从工程技术观点对词进行分类,并研究了构成知识模块的基本语法。讨论了提高信息密度、降低噪声的过滤操作,并研究了如何在计算机上实现创新语法学 and 如何理解所产生的结果。

关键词 创新,发明,知识工程,信息,创新语法学

1 前言

随着信息爆炸而来的是知识密集型产业的大量兴起,科学技术革新的速度大大加快。知识密集型产业对工程师素质的要求不仅仅是掌握一定的知识,而更重要的是灵活运用知识的创新能力。

许多学者对于如何提高创造能力,如何从理论上以及用计算机来革新传统的设计方法进行了研究。

美国亚历斯·奥斯本博士从心理学角度探讨了激发创造力的种种方法。德国 V. Hubke 提出了抽象设计学,把设计过程看成为一个系统,提出了“分类学层次系统”。丹麦学者 M. M. Andreasen 提出了设计目录法,按对立的技术原理间两两相联的可行与否,构成可行技术链。美国学者 R. C. Johnson 提出了设计综合法,以优化为核心,以概念分解及优化教学为基础。日本学者赤木新介在设计中突出功能解析工程系统及其经济性、工程设计规模及适应性。他们的研究工作对创造性设计有一定推动作用。

本文的目的是从工程技术的角度出发,找出技术创新的规律,探讨适于在计算机上实现的创新方法,首次提出了创新语法学。

2 创新语法学的基本要素——词类

在日常生活中可以发现儿童往往比成人有若更

丰富的想象力。成人的思维中有许多经验的成分,经验确实可以有效的帮助解决许多问题,但在创造性思维中经验常常把人们导向熟悉的道路,从而错过开辟新途径的机会。儿童由于没有经验的束缚,往往提出出乎意外的见解。为了冲破思维的惯性和约束,本文作者首次提出了创新语法学这一理论。

创新语法学认为知识可以被化分成多个层次,知识的最小构成是知识颗粒,知识颗粒可以构造组合成知识模块。知识颗粒的表达是词类,从工程技术的创新角度可以把词化分成下面一些词类。

2.1 产品词P

经过加工的具有某种实用功能的東西称之为产品词。例如:书、笔、床、洗衣机、桌子、电动机、吸尘器、刮胡刀、毛巾、磁带等等。需要注意的是:通常所指的产品与这儿所定义的产品词有微妙的差别,这种差别在于:通常所出售的产品其某一部分也可以是产品词,例如:茶杯是产品,但从产品词角度看茶杯的组成部分茶杯把和茶杯体分别有不同的功能,茶杯把的功能是让使用者端起茶杯,而茶杯体功能是装水,茶杯的功能是茶杯体和茶杯把功能的组合。所以从产品词角度出发可以认为有三个产品词:茶

1992年12月23日收到

* 国家自然科学基金资助项目

杯把、茶杯体、茶杯,关于这个问题,以后还要再进一步阐述。

2.2 能量词E

能量词是指可以提供产品能量的能源形式。能量词与通常的能量概念有一些差别,例如从通常的观点,电能是一种能源,但从能量词角度出发,可以进一步把电能分为:干电池、蓄电池、交流电等。能量词强调的重点是产品使用的能量形式,不仅包括太阳能、核能、风能等,也包括炸药、臂力、脚踏、天然气、压缩空气、酒精、木炭、煤气、汽油等可以在产品中直接实用的能量形式。

2.3 用途词U

用途词描述产品的用途,例如,娱乐、健身、灭火、防火、病人用、老人用、玩具等

2.4 材料词M

材料词是指产品中可以实用的材料,例如:玻璃、水泥、陶瓷、塑料、木板、纸、布、钢、铜、液氮、冰、木头、石头等。

2.5 方式词W

方式词表达产品的操作、结构、说明方式和方法,例如:遥控、自动、折叠式、悬挂式、转动式、充气式、组合式、一次性等。

2.6 形式词S

形式词是产品形状方面的描述,例如:微型、巨型、椭圆形、三角形、树形、三维、二维、平面式、圆柱形、球形、圆锥形等等。

2.7 类名词N

类名词是指某种活动的抽象概括名词,例如:音乐、舞蹈、气功、体育、运动等。

2.8 信息词I

信息词是指可以用工业生产方式(如印刷)表达信息量的词,如笑话、唐诗、宋词、小说、漫画、照片等。

2.9 技术动词V

技术动词是指可以具有某种功能的技术,例如:发光、报警、振动等。

3 创新语法学的基本语法

创新语法学认为知识颗粒可以构成知识模块,遵照基本语法得到的知识模块有可能产生启发式信息。下面是初步提出的基本语法,以后可以在此基础上丰富和发展。

3.1 E+P

能量词加产品词,例如:风力抽水机、脚踏打气机、臂力自行车、电动窗帘等。

3.2 P+P

产品词加产品词,例如:风扇台灯、手表收音机、戒指手表、沙发床、指南针手杖等等。

3.3 U+P

用途词加产品词,例如:防火门、健身自行车、空调床、玩具潜艇、玩具降落伞等等。

3.4 I+P

信息词加产品词,例如:唐诗瓷砖、笑话香烟、漫画毛巾、挂历浴巾等。

3.5 M+P

材料词加产品词,例如布风筝、玻璃桌、陶瓷桌、陶瓷沙发、铜书、纸茶杯,也可以对一个产品进行分解,当成不同的产品词组合,例如铁桌腿、玻璃桌面。

3.6 N+P

类名词加产品词,例如舞蹈琴、音乐地毯、运动鞋、运动服等。

3.7 S+P

形状词加产品词,例如:微型钢笔、船形电话、椭圆形茶杯体、椭圆形书、球形指南针等等。

3.8 W+P

方式词加产品词,例如遥控天线、充气式雨伞、一次性手帕、悬挂式床、折叠式手杖等。

3.9 V+P

技术动词加产品词,例如发光笔、发声娃娃、振动地毯、报警手杖等等。

3.10 P+P+P

产品词加产品词加产品词,例如:雨伞收音机帽子、手表戒指指南针、钢笔铅笔圆珠笔、橡皮刷子尺子等等。

3.11 U+E+P

用途词加能量词加产品词,例如:防火电动门、健身脚踏发电机、儿童用臂力自行车等。

3.12 E+W+P

能量词加方式词加产品词,例如:电动遥控天线、手动充气式雨伞等。类似以上的语法结构还可以不断的提出和完善,这种语法是一种知识的组合,可以突破人类的思维惯性,冲击经验的约束。

4 提高信息密度的过滤操作

利用以上两节提出的创新语法可以产生大量的组合,这种组合可以产生启发性信息,也会产生大量的噪声。本节讨论如何通过过滤操作,降低噪声提高

信息密度。

设所有可能的组合为 S , 其中具有启发性的组合数为 T , 其余的为噪声组合数 Q , 即:

$$S = Q + T$$

定义: 信息密度 K 是启发组合数 T 与组合总数 S 的比值。

$$K = \frac{T}{S} = \frac{T}{T + Q}$$

为了提高信息密度 K , 有两种方法, 一种是降低噪声 Q , 一种是提高启发 T 。下面讨论如何降低噪声 Q 。

4.1 能量词的属性

(1) 控制性: 这是反映该能量控制的难易程度。例如, 电能易控制, 畜力、风力难控制。

(2) 持续性: 该属性反映能量持续供应的时间长短。例如: 交流电可持续很长时间, 而人力只能持续几个小时。

(3) 实时性: 该属性反映能量能否随时供应给产品。例如风能, 太阳能实时性差, 而电能、炸药、压缩空气实时性良。

(4) 移动性: 反映能源是否容易移动。例如, 汽油、电池移动性良, 而交流电移动性较差。

(5) 功率性: 反映能源能够提供给产品的功率。例如: 人力不超过 0.2kw, 干电池不超过 10W 等。

(6) 连续性: 反映能量能否连续供应给产品。例如汽油、交流电、核能可连续供应给产品, 而风能、炸药则不易连续供应。

(7) 储存性: 反映能量是否容易储存。例如液体、固体燃料易于储存, 而热能、交流电、风能不易储存。

(8) 安全性: 反映能量使用时的安全程度。如人力较安全, 而炸药、高压交流电安全性差一些。

4.2 材料词属性

如透明性、绝缘性、柔软性、耐温性、延伸性、弹性、耐酸碱性、导电性、温度聚变承受性、光滑性、易成型性等。

任何产品都要用到材料, 从产品角度出发, 可以提出对材料属性的要求。例如桌子, 要求光滑性良好、成型性一般、耐温性在零下 30°C 到零上 120°C 之间。有了产品对材料属性的要求就可以对材料库中的材料属性进行匹配寻找, 在匹配中可以只集中在对某一项属性的要求上, 例如只进行透明性匹配, 也可以进行两项或两项以上的属性匹配。这样可以淘汰掉相当大一批材料词, 使参与语法组合的材料词经过了过滤操作。

对于需要能量的产品来说, 它对能量的属性也有一定要求。例如吸尘器对能量的要求是实时性良好、连续性一般、移动距离 30 米等等。有了产品对能量属性的要求, 就可以与能量库的能量形式进行匹配, 从而淘汰掉相当一批能量词。

用经过以上过滤操作的能量词和材料词参与语法组合, 就大大降低了噪声, 提高了信息密度。

5 创新语法学在计算机上的实现

创新语法学的基本思想是分类—重组思想, 计算机的发展以及相应的人工智能语言的发展为创新语法学的实现提供了强有力的基础。

5.1 总体方案

系统的总目标是由创新语法学给出创新思想, 然后再给出设计思路的一些提示, 系统的详细子目标为: 创新词类集合的形式, 创新词汇的组合, 设计目标产生和备择技术方案的原理性提示。因此系统要有数据库、知识库、推理机、语法合成部分—这部分要求能够从各个数据库中取出数据, 然后合成。产生的设计目标送入系统的推理机, 推理机再根据设计目标和知识库推荐出有价值的备择技术方案以供用户参考。因此输出结果有两种: 设计目标与备择技术方案。这个系统中还要求数据库与知识库都必须是动态的, 即用户可根据实际情况和使用要求来修改数据库和知识库, 以满足用户的特殊需要。

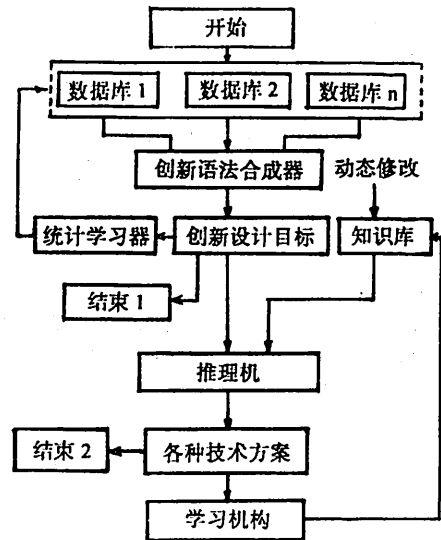


图1 创新系统的软件框图

Fig. 1 Software block diagram of innovation system

系统的总体方案框图见图1。创新词汇的集合在计算机用数据库实现。系统中有产品词库、类名词库、用途词库、信息词库、形状词库、方式词库、材料词库和能量词库,这些数据库之间相互独立,由创新语法合成器实现数据库的耦合查询。本系统采用 Turbo Prolog 作为开发语言。

5.2 过滤操作的实现

在智能激励启发系统中,为了降低噪声,提高信息密度,需经过滤操作,主要是利用能量词和材料词的属性。为了在计算机上实现过滤操作,首先要研究如何在计算机上表现这种属性。

模糊数学的隶属度函数是表示材料词属性和能量词属性的有效手段。所有的属性均采用从0到1之间的数字来表示。例如有机玻璃的材料属性可表示为:透明性0.8,绝缘性0.8,柔软性0.5,耐温性0.2,延伸性0.2,弹性0.3,耐酸碱性0.9,导电性0,温度聚变承受性0.8,光滑性0.8,二维成型性0.9,三维成型性0.8,用 prolog 语言表示如下:

Material (plexiglass, 0.8, 0.8, 0.5, 0.2, 0.2, 0.3, 0.9, 0, 0.8, 0.8, 0.9, 0.8);

如果要求设计一个灯罩,在选择材料时计算机首先会询问每一个属性,对于你拿不定主意的属性,可回答不知道,对于知道的属性可用自然语言回答,例如:计算机问:“透明性”,可回答:“良好”,而良好可用模糊数学转变成其值在0到1之间的值(如0.75)。从而形成查询目标:

Material (—, x, —, —, —, —, —, —, —, —, —, —, —); x > 0.75;

有了该查询目标,prolog 很快可以找到所有透明性大于0.75的材料。对于能量属性也可采用同样的办法处理,用过滤后的词参与组合,可大大降低噪声。

6 创新语法学与发明

如果有一个好的设计目标,工程师往往可以很快设计出产品来,利用创新语法学可以产生新思路

新联想,可以帮助对现有产品的改进。例如某企业在生产茶杯,利用创新语法学的基本语法M+P结构,可以产生:玻璃杯、竹子杯、磁杯、陶瓷杯、石头杯、银杯、塑料杯、大理石杯、铝杯、纸杯、不锈钢杯、金杯、木头杯、铜杯。

利用S+P结构可产生:椭圆形杯、汽车形杯、三角形杯、方形杯、车轮形杯、葫芦形杯、熊猫形杯、面包形杯、人头形杯。

利用P+P结构可产生:温度计杯、车铃杯、手表杯、自行车杯。

利用E+P结构可产生:酒精杯、木炭杯、丙烷气杯、电热杯、太阳能杯、电池杯。

利用I+P结构可产生:地图杯、漫画杯、照片杯、唐诗杯、笑话杯。

对于所产生的结果如何理解?这与用户的知识水平有关。如果用户大脑里有相关的知识,创新语法学的结果可能会使之有恍然大悟之感,如果用户头脑中没有相应的知识,他可能认为是噪声。例如“太阳能茶杯”,如果用户头脑中有光学知识,可能马上会构想一个加热用的光学透境,使茶水加热消毒。又如“音乐茶杯”,如果用户头脑中有相应的电子学知识,就会想到在杯子上装一音乐集成电路,一端起酒杯就会奏乐,如果头脑中没有相应的知识,就会认为“太阳能杯”、“音乐杯”是噪声。用户不仅需要物理知识还要有生活知识,例如“温度计杯”,有人会认为杯子装温度计多此一举,而做过母亲的人可能会认为这在喂婴儿时不用担心烫嘴了。有些输出结果,则可能仁者见仁,智者见智了。例如:“自行车杯”,有人会想到自行车形状的杯子,有人会想到专门用于骑自行车时使用的杯子。

总之,创新语法学能起到强制联想的作用,使用户冲破思维惯性,这种强制联想会产生启发信息,也会产生噪声和奇怪的信息。噪声是相对的,对于甲用户毫无作用的噪声,对于乙用户可能是价值千金的新主意。创新语法学是发明的催化剂,而最终作出发明的还是人。

参 考 文 献

- [1]李卫华、周祥和、刘灼光,IBM—PC机编译型Prolog语言,武汉大学出版社,1987.
[2]王彩华、宋连天,“模糊论方法学”,中国建筑工业出版社,1988.
[3]曾纪文、邱涤红,“关于知识表示”,计算机科学.1987, No. 1

Creation Grammar

Kong Fanrang

(Department of Precision Machinery and Precision Instrumentation)

Abstract

The creativity is the most important for an engineer's quality. Many countries in the world pay a great deal attention to how to develop the creative ability of their engineers. This paper discusses the rules and methods of invention and creation from point of view of engineering and technology. The words have been classified according to the view of engineering. The basic creation grammar from which the knowledge modules are formed, have also been researched. The method of increasing information density by filter operation for decreasing noise has been discussed.

Keywords: creation, invention, knowledge engineering, information, creation grammar

轮系分路传动技术在机械手中的应用

王英美 陈岭丽 潘震宇 潘薇燕

(精密机械与精密仪器系)

摘要 介绍一种小型的三自由度机械手的运动链的设计和简单的控制方法。由单板机通过改变脉冲信号的占空比以实现对驱动轴的转速进行连续的控制,使转速稳定,达到一定的位移精度。

关键词 机械手、运动、控制

1 引言

目前已为自动化生产研制出了各种功能的工业机器人。但是一般结构和控制复杂,价格昂贵,不适合诸如上下料这样的简单操作。对于此类单调的重复性劳动,可根据一般的机械传动原理,研制出成本低、寿命长、操作容易的机械手。本文所介绍的机械手就是为实现这一目标而设计的。它采用齿轮和连杆机构做为传动机构,仅由一个电机驱动,通过轮系的分路传动和离合器的先后啮合形成具有三个运动自由度的小型机械手。

2 执行机构与运动

2.1 执行机构

齿轮机构和连杆机构的共同优点是结构简单,

制造容易,运动非常可靠。连杆机构中的连杆曲线能准确地通过一些给定点,实现预定的运动轨迹。连杆机构的运动由齿轮机构带动,共同完成工件的夹取,运送和卸放。卸放时轨迹要准确且沿直线运动。根据四杆机构的综合原理,可由图1拟合出四杆机构ABCD。图中A、D是固定铰链点,BC是连杆。当曲线 $XY=1$ (过AD点)时,连杆上的L点轨迹为图中虚线所示。其中MN段为抓取时夹紧轨迹,NQ段送进,Q点定位,QM段卸放时松开。改变XY的值可改变各线段相对长度,以适合实际结构的要求。

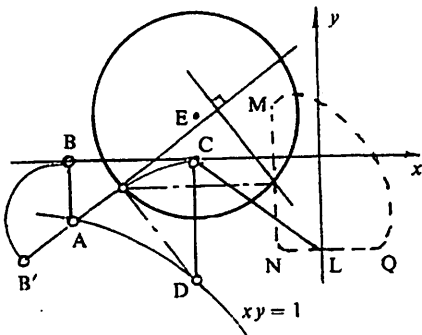


图1 四杆机构拟合图

Fig. 1 Formation of the four bar mechanism

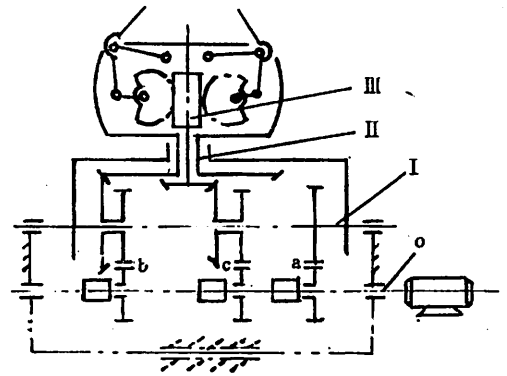


图2 结构和运动示意图

Fig. 2 Diagrammatic sketch of the structure and motion

1992年11月20日收到

为使机械手结构简单,紧凑,体积小,刚性好,并考虑其运动的可能性和连续性,整个系统结构和运动示意图如图2。

图中a、b、c 是三个离合器,连接在主轴O 上,按时间先后顺序与O 轴上的三个齿轮啮合,并通过各自一个独立轮系的变速,使轴 I II III 分别运动,轴 III 的转动经蜗轮蜗杆机构带动四杆机构的曲柄AB 转动,最后转换成L 点按给定轨迹移动。轴 II III 的运动是连续转动,而轴 I 由轮系控制变向,回转时由原路返回。根据位移需要还可以使机架移动(图2中双点划线所示),以增大行程或改变传送轨迹,扩大应用范围。

轴 I II III 转速确定 $\omega_i = I_i \omega$

I_i 为第*i* 轴与驱动轴转动比

L 点移动速度确定: 当 ABCD 四杆机构中 XY=1 时,由机构综合中得出各杆长度比为: $l_1:l_2:l_3:l_4:l_5=0.5:1:1:1.118:1.25$ 由此可确定各杆长度。

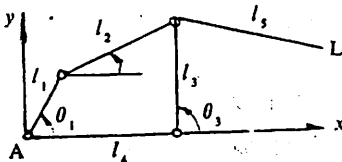


图3 手爪坐标示意图

Fig. 3 The coordinate schematic diagram of finger

根据四杆机构的运动分析方法,建立封闭向量方程:

$$\vec{l}_1 + \vec{l}_2 = \vec{l}_3 + \vec{l}_4$$

将此式投影在*x, y* 轴上得:

$$\begin{cases} l_1 \sin \theta_1 + l_2 \sin \theta_2 = l_3 \sin \theta_3 \\ l_1 \cos \theta_1 + l_2 \cos \theta_2 = l_3 \cos \theta_3 + l_4 \end{cases}$$

解方程组可求出

$$\cos \theta_2 = \frac{l_4 - l_1 \cos \theta_1 + l_3 \cos \theta_3}{l_2}$$

$$\cos \theta_3 = -\frac{1}{1+b^2} (a \pm b \sqrt{1-a^2+b^2})$$

其中
$$a = \frac{l_3^2 - 2l_1 l_4 \cos \theta_1 + l_1^2 + l_3^2 - l_2^2}{2l_3(l_4 - l_1 \cos \theta_1)}$$

$$b = \frac{l_1 \sin \theta_1}{l_4 - l_1 \cos \theta_1}$$

$$\omega_2 = \frac{-l_1 \sin(\theta_1 - \theta_3)}{l_2 \sin(\theta_2 - \theta_3)} \omega_1$$

B、C、L 各点线速度,

$$V_B = \vec{\omega}_1 l_1 = \vec{\omega}_{II} I_{II} l_1$$

I_{II} 为蜗轮蜗杆传动比

$$V_C = \vec{v}_B + \vec{v}_{CB} = \vec{v}_B + \vec{\omega}_2 l_2$$

所以L 点移动速度:

$$\vec{v}_L = \vec{v}_C + \vec{v}_{LC} = \vec{v}_C + \vec{\omega}_2 l_5$$

当L 点沿轨迹NQ 段移动时 $\omega_2 = 0$

$$\vec{v}_L = \vec{v}_C = \vec{v}_B$$

2.2 位置误差分析

手抓L 点的位置精度受到下列几个因素的影响。机构刚性的影响。当系统刚性低时,被驱动部分的惯性不能按比例折算到电机轴上,即轴 I II III 的角位移与计算值 $\phi = I_i \omega_i t$ 有误差,造成系统运动不稳定,运动过程产生振动。但是,此系统均为刚性构件,刚度大,产生刚性误差的大小取决于运动副的间隙。

间隙主要由齿轮的齿形误差,齿侧间隙误差,安装误差,轴与孔的形状误差,公差大小所产生,很难完全消除。致使系统静差增大,输出产生一个相对滞后量。另一因素是机构惯性的影响。机械手运动时,重心也随之运动,重心对轴心的距离随空间位置的改变而变化。驱动系统的惯性矩也随之变化,因而使驱动轴的加速度变化。由电机运动方程 $M_o - M_r = \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt}$ 可知惯性矩 GD^2 变化时,转速 n 随之变化,即驱动轴速度波动,因而产生转角误差。

综合上述分析,为提高位置精度,必须提高机构刚性,控制传动链中的间隙,因此设计与加工制造时要保证执行件的精度。二要控制驱动轴速度的波动,以保证各轴转角精确。

3 速度测量与控制

由于测速电机电刷两端的感应电动势和电机的转速成正比,因此测速电机能把转速信号转换成电势信号,并可在很大范围内简单而平滑地调速。在此系统中只采用一个永磁伺服测速机组既做为驱动件又做为运动速度的测量与控制元件。用以控制驱动轴速度的波动。当脉冲信号占空比变化时,转速也发生变化,可由单板机通过改变脉冲信号的占空比来控制电机的转速,转速又通过电机测速端输出一个与之成正比的电压经过A/D 转换后输入单板机,再由单板机比较与判断机械手的速度,调整电压从而控制主轴转速。又通过继电器控制离合器的工作,使 I II III 轴运动或静止。在机械手运动过程中连续检测和控制主轴转速,同时由单板机控制离合器啮合时间以保证L 点的位置精度。

由于系统中传送工件的动作由齿轮执行,其与主轴的传动比是恒定的。所以对主轴惯性的变化仅

由连杆机构输出杆的变速运动所产生,而仅这一部分尺寸变化不大,重心对主轴距离变化较小,惯性矩变化也较小,速度波动很小,可通过以上方法调整速控制。但是,当任一离合器合上时,主轴由空载到负载,电机的转速 N 下降,电机由稳定运行进入暂态运行,然后过渡到新的稳定状态下工作,即转速平均值下降到 n 。由电机轴上转矩平衡方程

$$M = M_2 + M_0 + J \frac{d\omega}{dt}$$

其中: M_2 — 负载力矩, M_0 — 阻力矩,

J — 对电机轴的转动惯量

可求出
$$\omega = \int_0^T \frac{M - M_2 - M_0}{J} dt$$

任一离合器合上时,只有一根轴运动,即为单自由度系统,可由简化等效动力学模型,算出 M_2, J ,即可求出 $\omega(n = \frac{30}{\pi} \omega)$ 。根据此系统实际运动过程可看出暂态运行仅发生在离合器 α 啮合的瞬时,即轴 I 起动时。但直流伺服电机的机电时间常数只需十几到几十毫秒,这低于轴的惯性时间,因此可认为轴 I II III 都是新的稳定状态下工作,驱动轴转速为 $n = KN(K$ —平均转速下降系数)。各轴运动时间 $T_i = \frac{\phi_i}{\omega_i}$, ϕ_i 由运动轨迹需要而确定。为了消除运动付间隙及刚性引起的转角误差,可由实际系统的动态实验,对运行时间加以修正后而确定出 T_i 。

3.2 速度测量软件

速度的监测与调节由单板机Z80完成。其信息交换采用中断方式。各轴运动时间 T_i 由Z80—CTC对周期脉冲计数进行控制。在运动中进行连续的测速和不断地调整控制电压,使主轴工作转速稳定为 n 。这种控制速度与时间的办法比较简单,还能方便地部分补

偿由于运动付的磨损而造成的误差。只要改变 T_i 的值,就可使输出轴转过所需的角度以保证I点的位置精度。

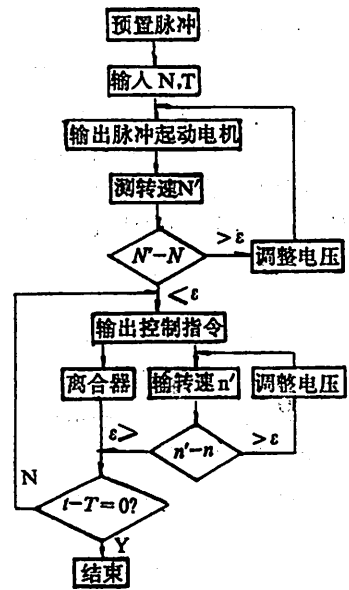


图4 程序框图

Fig. 4 The program flow diagram

4 结束语

经实验此系统动作灵敏,平稳,加进速度反馈以后, I 点能非常平滑地到达目标位置。由于应用了轮系分路传动技术,改变了每个自由度一个驱动装置的多电机工作状态,大大简化了系统的结构和控制,减轻了重量,降低了造价。它可用于一些自动线,装配线上的装卸料,也可完成恶劣环境中的简单操作。

参 考 文 献

- [1] Koichi Sugimoto, Yoshio Matsumoto, Toshio Numakura 国外工业机器人专辑, 科学技术文献出版社, 重庆分社, 1980, 49
[2] 李志忠, 微型计算机应用技术, 清华大学出版社, 1988, 54—65
[3] 沈兰荪, 数据采集与处理, 能源出版社, 1987, 60—74

An Application of The Technology on Shunt Transmission of The Train of Wheels in The Manipulator

Wang Yingying Chen Lingli Pan Zhenyu Pan Weiyan

(Department of Precision Machinery and Precision Instrumentation)

Abstract

In this paper, the design of the kinematic chain and the simple and convenient control method for a smallscale and three degrees of freedom motion manipulator are described. The control of the velocity over the manipulator is achieved by changing the duty ratio of pulse signal, which is given by a single board computer. As a result, the rotational speed of the main shaft remains stable, and the motion precision of the finger is ensured.

Key words: manipulator, motion, control

高精度在线细丝测径中的数据处理方法

牛亚平 吴建兵 李川奇

(精密机械与精密仪器系)

摘要 高精度在线测量,要求准确、快速、可靠。本文根据衍射法测细丝直径的原理,研究了加权平均、最小二乘法等数据处理方法的特点,并给出了在“VDM-Ⅱ型高精度细丝测径仪”上的应用结果。

关键词 直径测量,加权平均,最小二乘法

1 引言

近年来,光电测径仪在工业生产中的应用日益广泛,种类也有所增多。它们都属非接触法测量,可实现生产过程中的在线测量,较传统的测径方法更为先进。其测量原理大致有三种:激光扫描法、光学投影法和激光衍射法,其中以激光扫描法应用最广。它由激光器、转镜扫描系统、成像系统及光电接收器组成,测量精度在 ± 0.5 微米至 ± 20 微米之间,测量范围为0.1毫米至几十毫米,测量速度可达每秒1000次,目前日本、德国、美国、瑞士等国都有这类产品。日本松下公司的测径仪采用光学投影法:由光源、成像系统和摄像器件组成,结构较激光扫描法简单,测量精度为 ± 1 微米至 ± 6 微米,测量范围为0.3毫米至20毫米。

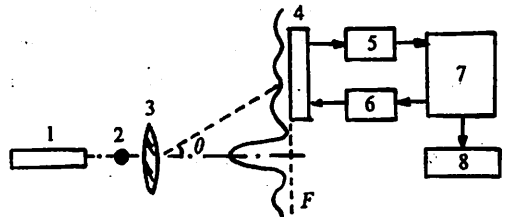
我们研制的VDM-Ⅱ型细丝测径仪采用了激光衍射原理,测量范围从0.02毫米至0.2毫米,测量精度 ± 0.3 微米^[1]。它已经在国内几家特种漆包线厂推广使用,性能较稳定,效果很好。本文将对VDM-Ⅱ型测径仪的数据处理方法加以探讨。

2 VDM-Ⅱ型测径仪的测量原理

VDM-Ⅱ型细丝测径仪的系统构成如图1所示。

VDM-Ⅱ采用夫朗和费衍射原理:He-Ne激光器发出的激光照在细丝上,经透镜,在焦面上形成衍射图形。一维CCD摄像器件将衍射图形转换成相对

应的时域波形,进入信号处理电路,最后由数据处理单元计算出细丝直径值。



1 激光器 2 细丝 3 透镜 4 CCD
5 信号处理电路 6 CCD驱动电路
7 数据处理单元 8 显示电路

图1 VDM-Ⅱ测量系统原理图

Fig. 1 Diagram of VDM-Ⅱ measuring system

根据夫朗和费衍射理论,当激光波长为 λ ,透镜焦距为 f 时,有如下计算公式:

$$d \sin \theta_k = k \lambda \quad (1)$$

式中 d 为丝径, θ_k 为对应第 k 级暗纹的衍射角。在该测量系统中,使 $\theta_k \ll 1$,于是作如下近似:

$$\sin \theta_k \approx \tan \theta_k = s_k / f \quad (2)$$

式中 f 为透镜的焦距, s_k 为 k 级暗纹所在位置。据此得到近似的直径计算公式

1992年11月20日收到

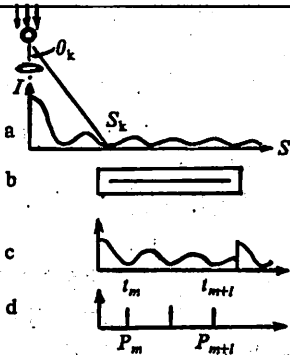


图2 测量原理示意图

Fig. 2 Diagram of measuring principle

$$d = \lambda f / (s_k / k) \quad (3)$$

假定 $\Delta s_1 = s_1, \Delta s_2 = s_2 - s_1, \dots, \Delta s_i = s_i - s_{i-1}$, 根据近似式(2), 我们可以得到

$$\Delta s_1 = \Delta s_2 = \dots = \Delta s_i = \Delta s$$

$$s_k = \sum_{i=1}^k \Delta s_i = k \Delta s \quad (4)$$

因此(3)式可写为

$$d = (\lambda f) / \Delta s \quad (5)$$

当CCD的象元驱动频率为 f_s , 象元间距为 R 时, 有

$$s_k = R f_s t_k \quad (5')$$

因此
$$d = \frac{\lambda f}{R f_s} / \Delta t \quad (6)$$

只要精确测量图2(d)中两相邻测量脉冲 P_i, P_{i+1} 的时间差 Δt 就能精确测得细丝的直径值, 这里, P_i 与CCD输出信号的极小值位置 l_i 相对应。

3 数据处理方法

测量系统的误差源分系统误差和随机误差两类。系统误差主要有原理近似误差、聚焦误差和安装误差等, 它们均可通过标定予以校正。随机误差中最主要的是 Δt 测量误差, 本文着重对其分析, 并研究其处理方法。

测径仪采用脉冲计数法测量 Δt , 若计数脉冲频率为 f_s , 对应 P_i 脉冲的计数值为 N_i , 则有:

$$\Delta t = (N_i - N_{i-1}) / f_s \quad (7)$$

在一次测量中, CCD可同时接收 s_m, \dots, s_{m+i} 共 l 个衍射条纹, 得到 P_m, \dots, P_{m+i} 共 $l+1$ 个近似等间隔脉冲, 或 l 个脉冲间隔, $\Delta t_i = P_{i+m} - P_{i+m-1}, i=1, 2, \dots, l$ 。由此可得出平均间隔 Δt , 用来计算直径。但是 Δt

中含有很大而很复杂的随机误差。比如, 由于杂散光的介入, 使 s_k 偏离了原来位置, 导致 Δt_k 离散程度增大; 由图2可知, 前级衍射条纹光强 I 较大, 加之杂光、散射等噪声, 使明暗条纹的光强梯度变小, 加剧了对暗纹位置识别的困难; 如果CCD工作于过饱和状态, 暗电流噪声增大, 也导致前级条纹所对应的 Δt_k 离散程度增大; 衍射条纹级次很高时, 光强 I 较小, 信噪比很低, 若模拟电路出现漂移, 暗纹识别精度也会受到影响, 这种误差在丝径很小时越为明显。采用不同的数据处理方法, d 的精度亦不相同。VDM-Ⅱ对原始数据进行了预处理^[2], 剔除其中的粗大误差。本文在此基础上研究了三种平均方法。

(1) 算术平均法:

$$\bar{\Delta t}_1 = \frac{1}{l} \sum_{i=1}^l \Delta t_i = \frac{1}{l} (t_{m+l} - t_m) \quad (8)$$

(2) 加权平均法:

① 对 Δt_i 以 $(l-i)$ 加权

$$\bar{\Delta t}_2 = \frac{2}{l(l+1)} \sum_{i=1}^l (l+1-i) \Delta t_i \quad (9)$$

② 对 Δt_i 以 i 加权

$$\bar{\Delta t}_3 = \frac{2}{l(l+1)} \sum_{i=1}^l i \Delta t_i \quad (10)$$

(3) 最小二乘处理:

数据的最小二乘法是在满足剩余误差平方和为最小的条件下求得参数的估值。因为 Δt_k 近似等间隔分布, 所以可采用线性最小二乘法对 Δt_k 进行处理。

设
$$T_i = t_{m+i} - t_m = a_i + b, i=1, 2, \dots, l \quad (11)$$

式中 a 和 b 为待定系数。

系数 a 和 b 应使剩余误差平方和 Q 最小, 即

$$Q = \sum_{i=1}^l (T_i - a_i - b)^2 = \min \quad (12)$$

令
$$\frac{\partial Q}{\partial a} = 0, \quad \frac{\partial Q}{\partial b} = 0$$

可得 a 的估计值

$$\hat{a} = \frac{l \sum_{i=1}^l (iT_i) - \sum_{i=1}^l i \sum_{i=1}^l T_i}{l \sum_{i=1}^l i^2 - (\sum_{i=1}^l i)^2} \quad (13)$$

令 $\bar{\Delta t}_i$ 为按最小二乘法求得的 Δt 之估值

实际上
$$\Delta t_i = \hat{a}$$

进一步化简得

$$\bar{\Delta t}_i = \frac{6}{l(l^2-1)} \sum_{i=1}^l (l-i+1)(i-1) \Delta t_i \quad (14)$$

在VDM-Ⅱ型高精度测径仪上, 同时用上述三种平均方法, 对直径 $d=171.76\mu\text{m}$ 的标准丝进行了实际测量(计数频率 $f_s=0.5\text{MHz}$), 测量16次, 计算丝

径的标准差,得到结果如表1。

表1 不同数据处理方法对丝径标准差的影响

Tab. 1 effect on diameter standard deviation by different data processing methods

数据处理方法	标准差 σ (μm)
算术平均	0.08
($l-i$)加权平均	0.12
i 加权平均	0.06
最小二乘法	0.03

4 结论

由于前级衍射条纹受环境等因素影响较大,所以以($l-i$)加权作加权平均时标准差很大。工程应用

中应予以避免。

算术平均方法,计算最为简单,但精度不高,从式(8)可以看出,计算中只与 L_n 和 L_{n+1} 有关,即只用了 P_n 和 P_{n+1} 两个测量脉冲,没有充分利用CCD的有效信息,因此随机误差较大。

以 i 为权作加权平均时,计算量比算术平均稍大,精度有所提高。这是因为一方面较高级衍射条纹受干扰较小,另一方面在计算中用到了 P_n, \dots, P_{n+1} 的所有测量脉冲,但受 P_{n+1} 影响较大。

最小二乘法充分利用了CCD的信息,故最大程度地减小了随机误差。

综上所述,最小二乘法精度高,计算量大,可用于精度要求很高的场合;以 i 加权处理,计算量不很大,可达到一定高的精度,足以满足工程应用的要求。

参 考 文 献

- [1] Niu Y P, Li C Q, S. Ozono, "Dynamic Precision Measurement of Thin Wires", *The 1st ISPMIE'87 Proceedings*, Nov. 2-4, Shanghai, p113-117.
- [2] 李川奇,牛亚平, " δ -非线性滤波器的特性及其在精密测量中的应用", *中国科技大学学报增刊*, 18(1988), P19-25

Data Processing in High Precision and On-line Diameter Measurement of Thin Wires

Niu Yaping Wu Jianbing Li Chuanqi

(Department of Precision Machinery and Precision Instrumentation)

Abstract

High precision and on-line measurement should be accurate, speedy and reliable. According to the principle of diameter measurement of thin wires using the diffraction method, the characteristics of different data processing methods, such as weighted averaging and least square method are investigated. In addition, the experimental results in model VDM-II micrometer are also given.

Key word: diameter measurement, weighted averaging, least square method.

圆光栅光学中心的调整方法与微调装置

刘荣进 李永新
(精密机械与精密仪器系)

摘要 作者根据圆光栅安装时,由于光栅的刻划中心与机械回转中心的偏离所产生的莫尔条纹的图形,提出了判断圆光栅光学中心偏离的方位,详细的介绍了清除这种偏心的调整方法,并介绍一种调整偏心的微调装置。

关键词 光栅, 偏心, 微调装置

1 引言

圆光栅自身存在着一个光学中心,将光栅盘安装到回转轴系上去时,靠机械配合的方法无法保证光栅的光学中心与轴系的回转中心相重合。假如光栅盘安装时的偏心量为 e ,在光栅盘转过 θ 角时,由于偏心量 e 引起的读数误差 $\Delta\theta$,一般可表示为^[1]

$$\Delta\theta = \frac{e}{R} \sin \theta$$

R 为光栅盘的刻划半径。这种偏心对光栅传感器的精度有直接的影响。光栅传感器允许的偏心量是微米级的,因此,调整光栅盘的中心,是一项精细的工作。费工费时,效率很低,为了提高光栅角度传

感器的生产效率,必须设计一种平面微调装置,对光栅中心进行调整,并根据两路光电信号相位差变化的情况来判别光栅的光学中心与机械回转中心的接近程度。

2 偏心方位的判定

径向光栅是在圆盘端面的同心圆环上,刻有辐射状刻线,刻线宽度与透光宽度相等。当把两块节距角相等的径向圆光栅叠合起来,并保持一个不大的偏心量 e 时,在沿着偏心方向上产生纵向莫尔条纹,在垂直于偏心方向上产生横向莫尔条纹,在其它方向上都是斜向莫尔条纹(图1a)^[2]。

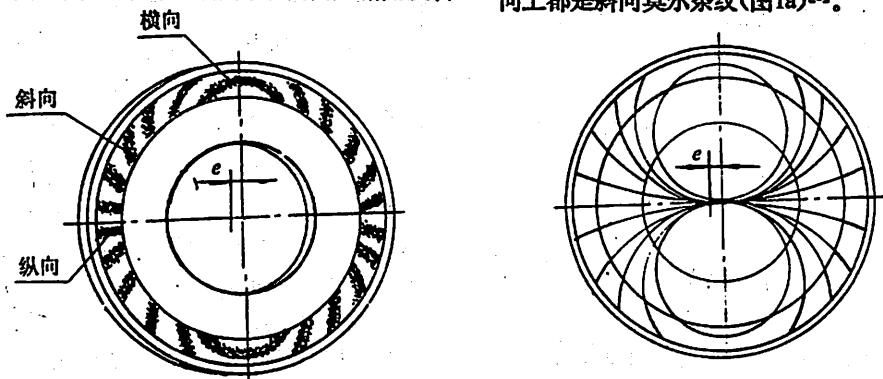


图1 圆光栅的莫尔条纹图形

Fig. 1 Moiré fringe of radial grating

1992年11月20日收到

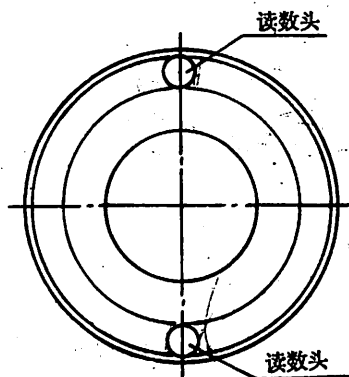


图2a 读数头对径布置
Fig. 2a Symmetric readers

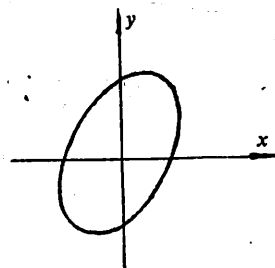


图2b 利萨如图
Fig. 2b Lissajous graph

这种条纹图案,可以看成是由一群切于圆心的圆所组成(图1b)^[9]。光栅盘旋转时,莫尔条纹图案与光栅盘同步旋转。

在光栅盘对径位置上,各放置一组光电管,光电管固定不动,不随光栅盘旋转。当光栅盘旋转时,由于光栅盘偏心产生的莫尔条纹将逐个扫过光电管,每扫过一根莫尔条纹光电管接收到信号的相位差将产生一个周期的变化,示波器上的利萨如(Lissajous)图形就翻转一次(图2)。

从莫尔条纹图案可见,沿着偏心方向的纵向莫尔条纹切向宽度窄,垂直于偏心方向的横向莫尔条纹切向宽度宽。光栅盘作等角速旋转时,窄条纹与宽条纹扫过光电管所需的时间不同。在偏心方向上利萨如图形变形迅速,翻转快,而在垂直偏心方向上利萨如图形变形不明显,翻转缓慢,因此,可以根据利萨如图形变化的情况,判断光栅偏心的方位。

3 调整方法

知道了偏心方位,但偏心在左侧还是在右侧还不能确定,可以通过试探性的调整,视翻转的次数是增加还是减少来判断偏心的方向,如果调整会使翻转次数减少,说明调整方向是正确的,可以继续调整,直到利萨如图形不翻转不变形为止。如果调整使翻转次数增加,就应改变调整方向,向相反方向调整。

如果对径位置上的两路信号为正交信号,两心重合时,这两路信号的相位差应当保持为 $\frac{\pi}{2}$,但由于偏心的存在,这两路信号的相位差就不能保持为 $\frac{\pi}{2}$,即这两路信号的相位差将作周期性的变化,相

位差每作一个周期变化,在示波器上的利萨如图形将翻转一次,偏心量越大,图形翻转的次数越多。当光栅盘光学中心与机械回转中心相重合时,利萨如图形将保持椭圆不变。

在主光栅的光学中心调整到接近机械回转中心时,利萨如图形已看不出有明显的变化,对精度要求不很高的光栅传感器,允许相位变化在 $\pm 10^\circ$ 以内,在对精度要求很高的场合需要用相位差计来监视两路信号相位差的变化量,根据这个变化量,进一步调整光栅的偏心量,可使相位差的变化在 1° 范围以内,那么圆光栅的光学中心已调整到与机械回转中心更精确的接近程度。

在主光栅的光学中心调整到与机械回转中心重合的基础上,着手调整指示光栅。一般情况下,安装后指示光栅的刻线并不在正确的方向上,即两路正交信号相位差并不是 $\frac{\pi}{2}$,而是任意值 θ ,从图2b所示的利萨如图形可以看出椭圆的长短轴与示波器的 $x-y$ 轴不重合,需要通过调整指示光栅,使椭圆形的长短轴与示波器的 $x-y$ 轴相重合。

现在的光栅传感器,一般都设计成如图3所示的四裂相的光栅读数头,四裂相之间相位差依次相差 $\frac{\pi}{2}$ 。

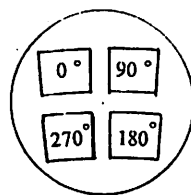


图3 裂相光栅的结构
Fig. 3 Structure of phase-splitter grating

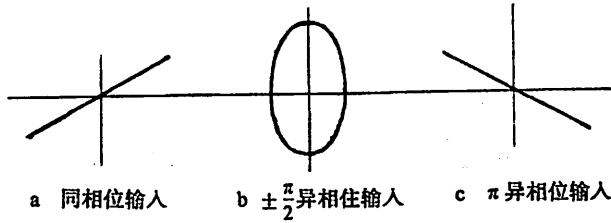


图4 光栅信号的利萨如图形

Fig. 4 Lissajous graph of grating Signal

将四路信号中相位差为 π 的两路信号分成一组,另两路相位差为 π 的信号分成另一组,这两组信号经过差分放大,最后输出两路正交信号。差放的目的是消除直流电平的波动对测量精度的影响。调整指示光栅时,要根据利萨如图形将这四路信号之间的相位差调整到依次相差 $\frac{\pi}{2}$ 。各路信号之间的相位差应符合图4所示的三个利萨如图形之一^[4]。

4 微调装置的简介

光栅盘的偏心方位可能是在 $x-y$ 平面内的任意方向上,偏心量 e 是机械回转中心 O 与光栅的光学中心 O' 间的距离, $\overline{OO'}$ = e ,可以分解为 x 方向和 y 方向两个分量 e_x 和 e_y 。如图5所示,因此,调整圆光栅中心的问题是一个二维的平面问题,只要将 e_x 和 e_y 分别调整到零,两个中心即可重合。

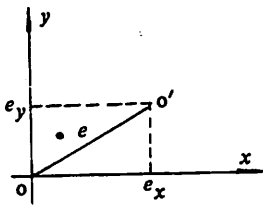


图5 光栅的偏心位置

Fig. 5 Eccentric position of grating

微调装置的任务是要使光栅盘能在回转轴系的径向作 x, y 方向的微量移动。为了只实现这两个方向的移动,其它方向上要有足够的刚度而不发生位移,微调装置采用双层平行四边形机构,每一层平行四边形机构只实现一个方向的位移,两层的位移

方向相互垂直。

驱动平行四边形机构变形的方式,是采用螺旋测微器推动斜度为1:10的斜块,使螺旋测微器每转动一个格度,平行四边形机构带动光栅盘平移1微米的距离。微调装置中采用一个低速电机带动指示光栅和光电元件一起转动。将对径位置上的两路信号输入示波器,利用利萨如图形,采用前述的调整方法,分别调整两层平行四边形机构中的螺旋测微器,使利萨如图形不翻转、不变形,并利用相位差计将这两路信号调整到其相位差的变化在精度要求许可的范围之内。

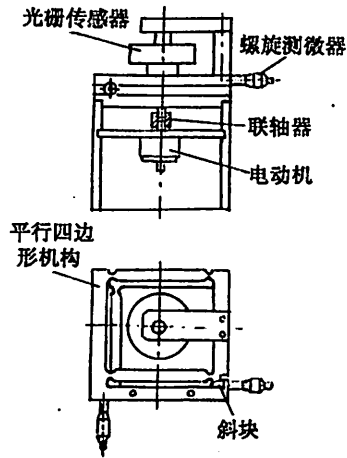


图6 微调装置简图

Fig. 6 A fine adjustment equipment

利用微调装置调整光栅盘,既可缩短调整的时间,又能提高传感器信号的质量。

参 考 文 献

- [1] 张善钟, 高精度圆分度测量装置中多读数头结构的消除误差原理, 工具技术, 1982, No. 6.
- [2] 宋黎明等, 精密测试技术, 人民铁道出版社, 1978, 95.
- [3] 胡国 等, 角度计量, 中国标准出版社, (1980), 228.
- [4] Thomas G Beckwith *et al*, Mechanical Measurements, Addison-Wesley publication Company, 2nd edition, 1978.

Adjustment Method and Adjuster for the Optical Center of Radial Gratings

Liu Rongjin

Li Yongxin

(Department of Precision Machinery and Precision Instrumentation)

Abstract

The paper describes correct judgments of the eccentric positions of optics centers of radial gratings. A fine tuning device is also introduced.

Key words: grating, eccentricity, adjustments.

步进电机的N级阶梯形时序控制系统研究

李永新 刘荣进

(超精密技术研究所)

摘要 本文提出利用微处理机和数模转换技术控制步进电机,可提高步进电机步距角的细分数,且在最大细分数范围内任意可变。其电路简单,控制方便,通用性强。

关键词 数模转换,步进电机,步距角,控制系统。

1 前言

现代科学技术的高速发展,对步进电机控制系统及执行机构要求越来越高,它不仅要求传动、定位精度高,体积小,结构简单,成本低,而且要求执行机构能够实现微进给和变速控制等多种功能。此二者互相牵制,前者应尽量减少中间传递环节,如蜗杆副、齿轮副传动等。后者则要增加高精度的蜗杆副或齿轮副才能实现微动要求。本文就是根据这种需要,提出了一种新型的步进电机控制方案,结合微处理机和数模转换技术,由软件和少量的硬件电路对步进电机的步距角进一步高倍频细分。理论上讲这种细分方案的细分数可以由几十到几百甚至几千份以上,且细分数在极限细分数范围内任意可变。

2 步进电机的工作原理

图1为常见的一种小步距角的三相反应式步进电机剖面示意图。它有单三拍和三相六拍工作方式,其中三相六拍的步距角是单三拍的一半。步进电机的步距角不仅与步进电机的结构有关,而且与通电方式有关。步进电机的步距角可按下式计算。

$$\alpha^{\circ} = \frac{360^{\circ}}{m \cdot z \cdot k} \quad (1)$$

式中: m 步进电机的相数, z 步进电机转子的齿数, k 通电方式。其中 $m \cdot k$ 称为拍数,即每轮流循环一次所包含的通电状态数目。从(1)式中可以看出,要想使 α° 值变小,又不增大电机尺寸,即不改变 m, z 值,必

须使 k 值增大。单三拍时 $k=1$,三相六拍时 $k=2$,要想提高 k 值,必须采取更多状态的通电方式。

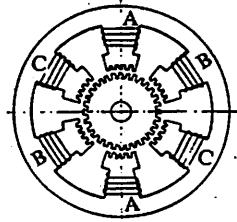


图1 步进电机剖面示意图

Fig. 1 Step Motor Section

3 步距角细分原理及控制系统设计

步进电机是受反应转矩作用而转动的。根据电磁学理论可知,反应转矩的大小与每相绕组中通过的电流值有关。

$$M = f(I) \quad (2)$$

改变每相绕组中通过的电流值,也就改变了每相绕组中产生的反应转矩。在三相六拍通电方式中(图2),如果AB两相同时通电,两相绕组中产生的反应转矩相等 $M_A = M_B$,转子将定位在A、B两极的中间位置,如果, A、B两相绕组中流过的电流不相等 $M_A \neq M_B$,根据力矩平衡原则,转子就要偏向转矩稍大的一边,其偏移量与 M_A, M_B 的差值成正比。即与

1992年11月20日收到

通过的电流值差值成正比。若三相步进电机各相绕组中的通电电流按图3方式进行,则在A相状态下,A相保持最大电流不变,B相电流从0到最大值分成 N 级梯形递增,则每个台阶形电流变化量,都使B相绕组中产生的反应转矩增大 ΔM_B ,同时转子向B极方向相应转动 α°/N 角度。 α° 是三相六拍时的步距角。 N 就是我们所需要的步距角细分值。根据此原理我们设计了图4所示的反应式三相步进电机的控制系统。

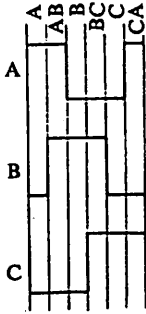


图2 三相六拍通电方式
Fig. 2 Three phase six beat mode

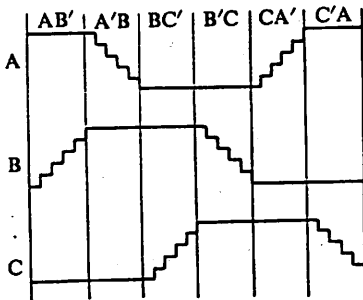


图3 N级阶梯形通电方式
Fig. 3 N step mode

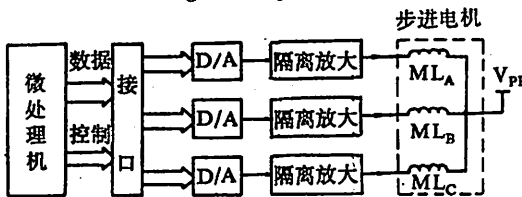


图4 步进电机控制系统
Fig. 4 Control system of step motor

本系统由微处理器,接口,D/A转换器,光电隔离放大,功率放大,步进电机组成。微处理器提供步进电机的时序脉冲和控制指令。接口是输入输出通道,光电隔离放大器起隔离高低压供电线路作用,功率放大电路给步进电机提供必须的电压电流值。

D/A是把数字量转换成模拟量的基本单元,最大细分分数 $N = 2^n - 1$, n 是D/A元件位数。本文选用的是DAC0832,分辨率为8位,转换精度为 $\pm 1LSB$,则 $N = 2^8 - 1 = 255$ 。图5是D/A输出波形图。

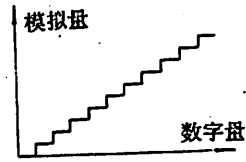


图5 D/A输出波形图
Fig. 5 D/A Output curve

4 软件设计

步进电机控制软件最主要的功能是生成时序脉冲,且按一定的顺序加到电机绕组上。

时序脉冲形成的方法很多,根据单片机的特点,把循环一次各相绕组输入的数字量列成表固化在程序存储器中,微处理器只需根据数据地址指针依次从数据表中取数,然后输出给各相绕组控制线路中的D/A转换器即可。当一个循环结束时,重新把数据指针修正指向数据表的首地址。若要步进电机反向运转,只要将取数指针指向数据表的末地址,按递减的顺序依次取数分别向步进电机的各相绕组控制线路中的D/A送数。当一个循环结束时,重新把数据指针修正指向数据表末地址(见图6)。

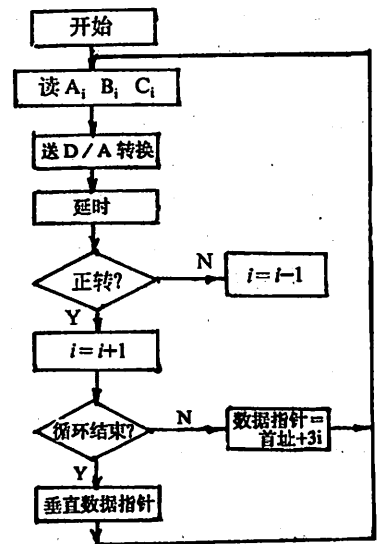


图6 程序框图
Fig. 6 Block diagram

5 精度分析

步进电机的精度是用空载步进运行时的定位精度来测定的,它包括有步距误差 $\Delta\alpha_0$ 和累积误差 $\Delta\theta_0$ 两个指标。步距误差是空载时运行一步的实际转角的稳定值与理论值之差的最大值,累积误差是依次将每一步的误差累积计算取最大正误差和最大负误差的绝对值的平均值。步进电机的误差在一转后不累积。它的精度主要取决于制造和装配精度。

细分对步距误差的影响

$$\Delta\alpha_N = \Delta\alpha_0 \cdot \frac{1 \pm \delta}{N} \quad (3)$$

$\Delta\alpha_0$ 是三相六拍时的步距误差, $\Delta\alpha_N$ 是步距角 N 细分后的步距误差, δ 是D/A的量化误差,一般为 $\pm 1\text{LSB}$, N 是细分数。显然当 $N \geq 2$ 时,细分后的步距误差比未细分时减小了,当 N 很大时, $\Delta\alpha_N$ 越小, $N=255$ 时 $\Delta\alpha_N/\Delta\alpha_0=1/127.5$ 。

细分对累积误差的影响:

$$\Delta\theta_N = \Delta\theta_0 \pm \Delta\alpha_0 \cdot \delta/N \quad (4)$$

$\Delta\theta_N$ 是细分后的累积误差, $\Delta\theta_0$ 是未细分时的累积误差。(4)式中的第二项在 N 较大时与第一项相比很小,且 $\Delta\alpha_0$ 的正负及 δ 值的正负都是随机出现的。所以细分后的累积误差与未细分时相比变化不

大。

6 结束语

三相步进电机 N 级阶梯形时序脉冲控制是对现有步进电机的各种控制方案的一大改进。控制电路非常简单,特别是现在单片机技术已渗透到各个领域,其集成度高,成本低,如一片8051(或8751)就可以取代老的步进电机控制系统中功放线路以前的所有硬件电路,并且它有着丰富的指令系统和多用途的外部设备接口,添加少量的集成元件可实现各种极其复杂的控制要求。本文仅介绍了三相步进电机的 N 级阶梯形时序脉冲控制中的恒速运行情况,修改控制程序就可实现变速控制、快速进给等功能,增加一级微机控制便能对多踏步进电机进行联控。更换高分辨率的D/A芯片可实现更大的细分数,如12位D/A理论上最大细分数可达4096份,此时 α°/N 达到1.3角秒的微动步距,相当于节省了一个3级以上的大减速箱。实际上要想获得很高的细分步距还有很多问题,如步距角与给定电流并非完全线性关系,步进电机自身的制造装配精度未必满足微步转动的要求等。总之,步进电机的 N 级阶梯形时序控制系统具有较高的应用前景和研究意义。

参 考 文 献

- [1] 李秉操等,单片机接口技术及在工业控制中的应用,陕西电子编辑部,1991年。
- [2] 上海交通大学等编,数控机床,上海科学技术出版社,1990年。

Study of N Step Pulse Control of Step Motor

Li Yongxin

Liu Rongjin

(Institute of High Precision Technology)

Abstract

In automatic control systems, the step motor is a key device. In this paper, the working principle is analysed carefully. It is put forward that the step motor be controlled and its step angle divided by a microprocessor and digital to analog convert technology. Experiment results show that the design is effective and the step angle can be changed quite easily. The circuit is simple, and it has a bright prospect of wide application.

Key words: control system, step motor, step angle, D/A conversion

一种高精度的倾斜传感器的设计

刘荣进 杨生元 李永新

(精密机械与精密仪器系)

摘要 介绍了容差式倾斜传感器的工作原理。该传感器利用导电液体作为差动电容的动片,倾斜后,两个电容器的电容量发生差动变化,经过电子线路处理将电容的变化转化为电压的变化,用以测量物体水平度。该传感器测量范围为 $\pm 3^\circ$,精度为 $\pm 0.3''$,非线性度为1%。

关键词 电容,倾斜传感,测量,数显。

1 引言

随着科学技术的发展,水泡式水平仪器的精度已不能满足某些精密仪器对测量水平度的要求。例如精密电子经纬仪中就需要带有一种精度为 ± 0.3 角秒的双轴倾斜传感器^[1],以保证经纬仪有一个精确的水平基准。在制造高精度水平工作台时,用一种精度为1角秒的电子水平仪进行检测,使平台在1米长度范围内的不平度不超过1微米。

高精度倾斜传感器有容差式,差动变压器式和光学方式等多种型式,在此仅对容差式倾斜传感器

的工作原理及其基本线路展开一些讨论。

2 容差式倾斜传感器的工作原理

容差式倾斜传感器的基本类型如图1所示的a和b两种。方案a是将两只电容 A_1 和 B_1 部分地浸泡在绝缘液体介质中,传感器处于水平位置时,液面刚好淹过电极高度的一半。倾斜时,若 A_1 抬高,则 A_1 中电介质部分地流出使电容量减小; B_1 降低, B_1 中电介质增多,电容量增大。反之, B_1 抬高电容量减小, A_1 降低电容量增加。

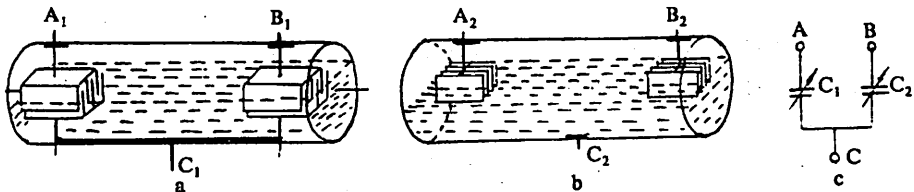


图1 容差式倾斜传感器

Fig. 1 The differential capacitance mode clinometer

方案b的介质是导电体, A_2 和 B_2 是两个电容的定片,导电的液体可以视为电容的动片,定片的表面敷以绝缘层既在定片和导电液体之间起绝缘作用,又在动片之间起电介质作用,它是钛酸钡材质,具有较高的介电常数。与方案a相似,当传感器倾斜时,同样是一个电容器的电容量增加,而另一个电容器的电容量减小。传感器向相反方向倾斜时,两个电

容器电容量的变化也相反。电容的变化量与传感器的倾斜角成比例,因此,利用容差式倾斜传感器,可以将对俯仰倾斜角度的测量转化为对电容量变化的测量。利用液面的变化测量仪器的倾斜角,可以认为是以重力为基准,利用静电技术来测量俯仰倾斜角

1992年11月20日收到

的变化。

如果要求检测的灵敏度为 $0.1''$, 测量范围为 $\pm 3'$, 传感器的结构形成如图2所示。设零位状态时液面刚好位于电容极板高度的中间, 电极的片数取20片, 传感器倾斜 α 角后, 两电容器淹没在液体介

质中的面积将发生变化, 变化量用 ΔS 表示。 $\alpha=10''$, $\Delta h=2\mu\text{m}$, 若电容片间隙为 $d=0.1\text{mm}$, 如图1a所示的仅液体介质进入A、B两电容器所引起电容量变化为

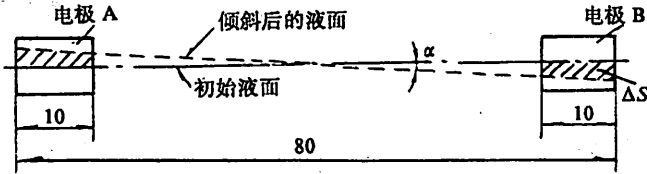


图2 传感器结构示意图

Fig. 2 Schematic drawing to the structure of the sensor

$$|\Delta C_A| = |\Delta C_B| = \frac{K_0(\epsilon - \epsilon_0)}{d} \Delta S$$

图1b所示的方案引起电容量的变化为

$$|\Delta C_A| = |\Delta C_B| = \frac{K_0 \epsilon \Delta S}{d}$$

式中 ΔS -电容极板淹没面积的变化量, ϵ_0 -空气的介电常数, ϵ -液体的介电常, K_0 -真空介电常数。

在图1b的方案中, 选择钛酸为绝缘电介质, 其 $\epsilon \geq 10^3$, 用图2的结构尺寸, 经计算, 在 $\Delta\alpha = 0.1''$ 时, 可使电容量变化量 $\Delta C \geq 0.1\text{PF}$ 。为要准确地测量出差动电容 0.1PF 的变化, 需要配备稳定可靠的电子检测电路^[3]。

3 检测电路

3.1 电路框图

电路框图如图3所示。振荡器是用来产生幅值稳定、波形失真度小的正弦波, 其振荡频率选为 1200Hz 左右, 振幅可调。振荡电路的输出信号 E_0 的幅值对传感器的测量精度和灵敏度起着决定性作用, 输出的正弦信号 E_1 作为差动电容测量电路的信号源。

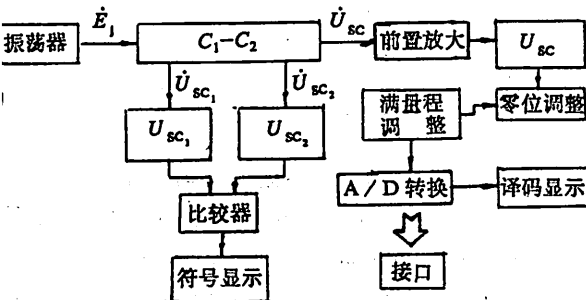


图3 检测电路框图

Fig. 3 Block diagram of the detecting circuit

差动电容测量电路输出的正弦信号 U_{sc} 的幅值与 $|C_1 - C_2|$ 成正比, 把传感器倾斜容差转换成电压

信号, 并且从此电路中还可输出两个正弦信号 U_{sc1} 、 U_{sc2} , 它们的幅值分别与 C_1 、 C_2 的大小成正比。于是, 通过判断 $|U_{sc1}|$ 与 $|U_{sc2}|$ 的大小就能判断 C_1 与 C_2 的大小, 也即能判断传感器的倾斜方向。这是一种测量转换电路, 是整个检测电路的核心部分。前置放大电路同时具有对 U_{sc} 的放大、抑制共模干扰、阻抗变换和由差动输入变为单端输出的作用。前置放大电路输出的信号经正向峰值检测其幅值, 然后经过整个传感器的零位调整和满量程调整电路, 最后经过A/D转换和数字译码显示电路。整个A/D转换及与其有关的数字线路部分用芯片MC14433实现, 并且从中引出超过量程显示电路。从MC14433输出的数字及控制信号通过信号接口输入单片机。此外, 信号 U_{sc1} 与 U_{sc2} 分别经过正向峰值检波电路检测其峰值, 然后经过电平变换及比较器判断出 C_1 、 C_2 的大小, 最后通过显示电路显示出倾斜方向“+”、“-”。

由于整个电路是利用电压的幅值进行工作的, 故凡是与输出电压幅值有关的电阻电容的温度系数要小, 温度误差应在 0.1% 以内。

3.2 振荡电路

传感器检测电路的后续电路就是利用振荡器的输出电压 E_1 工作的, 其幅值的稳定性直接影响测量的结果, 因此要求其幅值的大小在一定的环境温度范围内保持不变, 使测量结果不受环境温度变化的影响。图4所示的电路能产生稳定幅值的正弦波, 并且通过 R_w 能调节其幅值的大小。该振荡器实质上是在一般的文氏桥振荡器的基础上增加了一级误差放大器, 其中误差放大器晶体管 T_1 和 T_2 组成。

电路的振荡频率为

$$f_z = \frac{\omega_z}{2\pi} \quad \text{其中} \quad \omega_z = \frac{1}{RC}$$

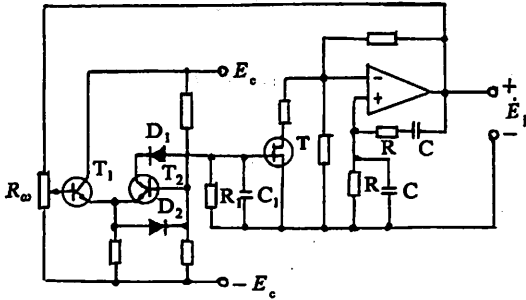


图4 振荡电路图

Fig. 4 Circuit diagram of the oscillator

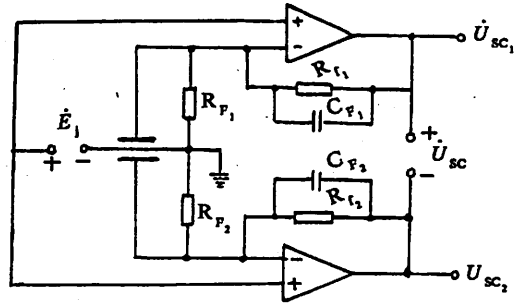


图5 差动电容测量电路图

Fig. 5 Detect Circuit diagram of the differential capacitance

3. 3差动电容测量电路

如图5所示,差动电容测量电路是由电运算放大器组成的桥式结构,其中 E_1 来自振荡器的输出,加在放大器的同相端,差动电容 C_1 和 C_2 分别接在两个放大器的反相端,差动电容的公共极板接地。测量电路的输出信号 U_{sc} 从两个放大器的输出端引出。

为了减小漂移,克服振荡和噪声的影响,在差动电容上分别并联电阻 R_{p1} 和 R_{p2} ,取 $R_{p1}=R_{p2}$,同时取 $R_{p1}=R_{p2}=R_p, C_{p1}=C_{p2}=C_p$,则有

$$\dot{U}_{sc1} = \left(1 + \frac{R_{p1} j\omega C_1}{1 + j\omega R_{p1} C_{p1}}\right) \dot{E}_1$$

$$\dot{U}_{sc2} = \left(1 + \frac{j\omega C_2}{1 + j\omega R_{p2} C_{p2}}\right) \dot{E}_1$$

显然,若 $C_1 > C_2$,则有 $\dot{U}_{sc1} > \dot{U}_{sc2}$,因此,输出电压 \dot{U}_{sc1} 与 \dot{U}_{sc2} 的幅值即反映了被测电容 C_1 与 C_2 之间的大小,据此可以判断传感器的倾斜方向。

由上可得

$$\dot{U}_{sc} = \dot{U}_{sc1} - \dot{U}_{sc2} = \frac{\dot{E}_1}{\sqrt{3 + \left(\frac{1}{\omega R_p}\right)^2}} \Delta C$$

该电路允许差动电容的变化范围可达四个数量级,分辨率可达0.1pF,非线性度小于1%。

这项工作是2秒级电子经纬仪研制的双轴自动补偿机构,经试验,其测量范围、线性度和灵敏度都能达到预期的要求。

参 考 文 献

[1][日]株式会社测机舍,SET4B 智能型全站速测仪,A-81-C-1-9180,在日本印刷
 [2]李惠民,大地测量仪器中的基准装置,北光通讯,2(1990),P10
 [3]李清泉、黄昌宁编著,集成运算放大器原理与应用,科学出版社,1980,322—456。

The Design of a Type of High Precision Clinometer

Liu Rongjin Yang Shongyuan Li Yongxin
 (Department of Precision Machinery and Precision Instrumentation)

Abstract

This article introduces the principle of clinometer operating in differential capacitance mode. The sensor uses conductive liquid as the motive piece of the differential capacitance. After the sensor leaned, the capacitance of the two capacitors take place differential changes. By the treatment of the electronics, the change of the capacitance was converted into the change of voltage which is used to measure the horizontal degree of the object. The measurement precision is in ± 0.3 seconds. The principle of operation of the electronics and its main circuit are introduced in this paper.

Key words: capacitance, clinometer, measurement, digital display.

A/D 分辨率与莫尔条纹信号细分数关系的研究

李永新 刘荣进

(精密机械与精密仪器系)

摘要 本文从理论上分析了 A/D 性能参数与光栅信号最大细分数的关系,并通过计算机模拟计算。结果表明,理论分析和计算机模拟计算基本一致。

关键词 光栅,信号处理,细分数,计算机,模拟。

1 概述

一百多年前,人们就开展了莫尔条纹技术的研究,但是真正将它用于线性位移和角度位移的测量还是本世纪五十年代以后的事,经过不断的探索和实践,特别是近十几年来这种计量技术又有很大的发展,它具有测量精度高、动态响应快、以及数字化、自动化和非接触测量等优点。已广泛地应用于精密测量、精密仪器和精密机床中。

但在科学技术高速发展的今天,对测量仪器的分辨率和精度要求愈来愈高,而光栅的栅距很难做得很细,这就迫使人们对由光栅副产生的莫尔条纹信号作进一步的细分处理,特别是要达到百分之一秒或百分之一微米分辨率要求时,这种细分数要高达1000甚至2000倍以上,传统的光学细分法、机械细分法和电子学细分法已不再能够胜任这种高要求。本文分析研究了计算机和 A/D 转换技术在莫尔条纹信号细分中的应用原理以及 A/D 性能参数与最大细分数的关系。

2 细分原理分析

当一对重叠或相距很近的光栅副之间产生相对移动时,就会产生一种周期性变化的明暗条纹(即莫尔条纹),利用发光管和光电接收管接收这种莫尔条纹信号就能得到一条周期变化的近似正弦波电信号(即莫尔条纹光电信号简称莫尔条纹信号),如图 1 所示。信号周期等于光栅栅距,在忽略高次谐波的情

况下,光电元件输出的电压 u 与光栅副相对位移 θ 之间的关系可表示为:

$$u = A \sin \frac{2\pi\theta}{d}$$

A 为光电信号幅度值, d 为光栅栅距。

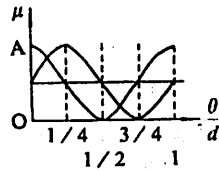


图1 莫尔条纹信号

Fig. 1 Moire signal

显然如果莫尔条纹信号的幅度恒定,就可以采用 A/D 转换技术由计算机来确定位移,实际上信号的幅度要受电源的波动、光强的变化、移动速度、温度等诸因素的影响而变化,因此无法得到精确的位移信息,如果同时获得正弦和余弦两路正交信号,通过它们的比值的表达式发现, $\frac{A \sin \theta}{A \cos \theta}$ 基本上消除了幅度波动的影响同时又隐含了确定的位移信息 θ , 通过计算 $\arctg[\frac{A \sin \theta}{A \cos \theta}]$ 求得相角 θ 值而转换为位移值,如果令 N 代表细分数, T_N 代表某一相角 θ 所对应的细分值,则:

1992年11月20日收到

$$T_N = \frac{N}{2\pi} \arctan \frac{\text{Asin } \theta}{\text{Acos } \theta} \quad (1)$$

T_N 表达式在 $[0, 2\pi]$ 区间内是多值函数,通过坐标变换把 θ 变换成 $[0, \pi/2]$ 区间的 θ' , T_N 表达式也就变成了单值函数 T_{N1} 。

$$T_{N1} = \frac{N}{2\pi} \arctan \frac{\text{Asin } \theta'}{\text{Acos } \theta'} \quad (2)$$

$$\theta' = \theta - \frac{K-1}{2\pi} \quad (3)$$

$$T_N = T_{N1} + C_K \quad (4)$$

$$C_K = \frac{K-1}{4} N \quad (K = 1, 2, 3, 4) \quad (5)$$

C_K 为象限常数,为了进一步解决当 $\theta' \rightarrow \pi/2$ 时计算溢出问题,把 $[0, \pi/2]$ 区间再次分成 $[0, \pi/4]$, $\pi/4$ 和 $[\pi/4, \pi/2]$ 三种情况进行计算。

$$T_{N1} = \begin{cases} \frac{N}{2\pi} \arctan \frac{\text{Asin } \theta'}{\text{Acos } \theta'} & [0, \frac{\pi}{4}] \\ \frac{N}{8} & \frac{\pi}{4} \\ \frac{N}{4} - \frac{N}{2\pi} \arctan \frac{\text{Acos } \theta'}{\text{Asin } \theta'} & (\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{2}] \end{cases} \quad (6)$$

以上分析结果表明,要想得到某一瞬时的相角 θ 必须准确的得到 $\text{Asin } \theta$ 和 $\text{Acos } \theta$ 的同时采样值,这正是A/D转换技术和计算机所具有的功能,而A/D采样值与A/D分辨率以及转换精度有关,所以上述表达式还包含了最大细分数 N 与A/D分辨率和精度的关系。

3 A/D分辨率与最大细分数的关系

3.1 理论分析计算

分析式(1)~(6)表明,莫尔条纹信号细分值是通过A/D对相差为 $\frac{\pi}{2}$ 相角的两路正余弦信号同时采集,计算(6)式而得到的。而正弦信号幅度变化率在 $[0, \frac{\pi}{2}]$ 区间内是递减的,而余弦信号则正好相反,在 $[0, \frac{\pi}{4}]$ 区间正弦信号的变化率大,而余弦信号在 $[\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{2}]$ 区间的变化率大,在 $\frac{\pi}{4}$ 点处在最低谷,此点决定了正切计算法的极限细分值。将正弦信号在 $\frac{\pi}{4}$ 处泰勒展开:

$$f(\theta) = f\left(\frac{\pi}{4}\right) + \cos\left(\frac{\pi}{4}\right)\left(\theta - \frac{\pi}{4}\right) - \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi}{4}\right)\left(\theta - \frac{\pi}{4}\right)^2 \dots$$

$$\Delta f(\theta) \geq 1\text{LSB}$$

$$\text{即 } \frac{\sqrt{2}}{2} \Delta\theta - \frac{\sqrt{2}}{4} \Delta\theta^2 \geq \frac{2}{2^n - 1}$$

$$\text{解出 } \Delta\theta \geq 1 - \sqrt{1 - \frac{4\sqrt{2}}{2^n - 1}} \quad (7)$$

其中 n 是A/D的位数, $N = \frac{2\pi}{\Delta\theta}$ 即最大细分数。计算结果见表1。

表1分辨率与最大细分数
Table 1 Resolution and maximum dividing numbers

A/D	8	10	12	14	16
理论计算	563	2269	9093	36393	145579
模拟计算	704	2711	10004	37793	149579

3.2 计算机模拟计算最大细分数

在实际应用中,由于A/D存在有量化误差和最小分辨率等因素影响,采样结果是离散的,即在全量程范围内对连续变化的输入模拟信号只能采样到有限个不同的采样点,且所能采集到最多不同点数与A/D位数和精度有关。式⑦采用二次近似理论计算公式,理论计算结果与实际情况有一定的误差,正确的结论可由计算机模拟实际工作状态计算得到。在编辑程序时考虑到计算效率,起始的最大细分数可通过初步计算确定,然后采用对分搜索法计算精确的最大细分数。

设A/D转换器对应最大输入模拟信号的数字输出为全1,对应最小输入模拟信号的数字输出为全0,尾数部分按“四舍五入”原则量化。

由于最终的正切法计算都归结到 $[0, \pi/4]$ 区间内的正弦和余弦比值计算,其最大细分数主要由正弦信号确定,设起始细分数为 N_0 , A/D的位数为 n ,

$$\text{则 } N_0 = \frac{2\pi}{\arcsin\left[\frac{2}{2^n - 1}\right]}$$

而最终决定最大细分数的判断条件是:A/D相邻两次对正弦和余弦信号采样的结果不同时相等时,或者相邻两次采样结果的比值不等且呈单调增加或减小时的最大 N 值即为最大细分数。

$$N_{\max} = \max\left\{\frac{\sin \theta_j}{\cos \theta_j} < \frac{\sin \theta_{j+1}}{\cos \theta_{j+1}}, N_i\right\}$$

$$\theta_{j+1} = \theta_j + \frac{2\pi}{N_i} \quad (j = 1, \frac{N_i}{8})$$

4 A/D 转换精度与最大细分数的关系

在考虑A/D 转换精度因素时,前面起始最大细分分数 N_0 变化如下:

$$N_0 = \frac{2\pi}{\arcsin \left[\frac{2}{2^n - 1} + 2\delta \right]}$$

其中 δ 为转换精度,可以是 $\pm 1/2LSB$, $\pm 1LSB$ 等不同的值。根据所选用的芯片不同其 δ 也不同。最终决定最大细分数的判断条件是: A/D 相邻两次对正弦和余弦信号采样的结果中综合正负采样误差因素前一次最大比值与后一次最小比值不等且呈单调增加或减小时的最大N 值即为最大细分分数。

$$N_{max} = \max \left\{ \frac{\sin \theta_j + \delta}{\cos \theta_j - \delta} < \frac{\sin \theta_{j+1} - \delta}{\cos \theta_{j+1} + \delta}, N_i \right\}$$

$$\theta_{j+1} = \theta_j + \frac{2\pi}{N_i} \quad (j = 1, \frac{N_i}{8})$$

表2 精度与最大细分数

Table 2 Accuracy and maxium dividing numbers

A/D	8	10	12	14	16
精度 ± 5	352	1247	4847	18792	74562
LSB ± 1	214	824	3213	12695	49514

表一中数据是未考虑A/D 转换量化误差时的计算结果,实际上每个A/D 转换器都存在有转换精度问题,真正精确的细分分数由表二给出,它是按照正、余弦信号采样值可能出现的最大误差状态 计算

的。即在 $[0, \frac{\pi}{4}]$ 区间内 $[(A \sin \theta \pm \delta)/(A \cos \theta \pm \delta)]$ 表达式中分子分母的 \pm 号互异得到某一细分数的取值区间, N 个区间首尾相接而不重叠,按表二中的数据细分莫尔条纹信号,从理论上讲示值误差为零。而按表一中的数据细分莫尔条纹信号将会出现大约 ± 1.5 个最小细分单位示值误差,如8位A/D 转换器示值误差在 $\pm 0.84^\circ$ 以内,实际上两路A/D 转换器的量化误差是随机出现的,可以采用计算机随机投试法,均方根法等误差处理方法去计算一组较准确的 最大细分分数,而后确定示值误差。

5 结束语

分析计算结果表明,用计算机和A/D 转换技术完成莫尔条纹信号细分是可行的,且细分值可以达到很高,如12位A/D 转换精度为 $\pm 1LSB$ 时,最大细分分数可达3000倍以上,精度为 $\pm 1/2LSB$ 时,最大细分分数可达4800倍。这种细分方案与传统的电子学细分相比其优点是电路简单,成本低,调试容易,提高细分分数不会导致电路复杂化,结合程序和少量的硬件就可以实现长度测量,角度测量,绝对测量,相对测量的转换,而且根据需要利用软件在最大细分分数范围内任意调整显示分辨率。此方案有利于提高光栅式计量仪器的分辨率和测量精度,对系统中有规律的误差可进行实时补偿修正,以提高细分精度和测量精度,根据以上原理,已研制成功ZGS 系列的多功能智能光栅数显表,实验和使用结果与上述分析计算完全吻合。

参 考 文 献

- [1] 张福炎等编, IBM-PC 的原理与应用, 南京大学出版社, 1989年
- [2] 张善锺编, 计量光栅技术, 哈尔滨工业大学出版社, 1982年
- [3] 王秀玲编, 微型计算机 A/D, D/A 转换技术及数据采集系统设计, 清华大学出版社, 1988年

Study on Relationship Between A/D Resolution and Dividing of Moire Signals

Li Yongxin

Liu Yongjin

(Department of Precision Machinery and Precision Instrumentation)

Abstract

A/D convert technology is becoming increasingly popular in grating signal processing. In this paper, the relationship between resolution of A/D and maximum dividing numbers of Moire signal is studied. Experiment results show that the theoretical analysis and the computer simulation are correct. This paper offers excellent reference data for those working in the field of grating signal processing.

key words: grating, signal processing, dividing number, computer, simulation

超声定位穿刺仪传动结构 和工作原理

高积庆 朱玉国 吴月华

(中国科技大学)

褚有恒 阙德庆 张平

(巢湖市人民医院)

摘要 介绍一种替代传统人工穿刺的新型医疗仪器—超声定位穿刺仪的传动结构和工作原理。该仪器采用了超声波定位,机械驱动,自动进、退、停针的传动结构。使休克病人的抢救成功率大为提高。

关键词 超声定位,穿刺置管,传动,负压

长期以来医护人员在各种休克病人的抢救过程中,总是希望尽快找准人休血管位置,建立起理想的输液通道;但是,在现行的人工穿刺置管和血管切开置管术中都无法实现。因为,前者受人们经验支配—完全靠手指感觉去摸索目标;而后者须在特定环境,时间长、血管和组织破坏大,容易引起多种并发症,危险性大。所以,为了攻克这一难关,近些年,国内外都在积极进行这方面的探索和研究。

我们研究该题目已有10年,通过多次技术改进,经过一百几十次动物实验和多次人体验证,结果满意,终于研制成了超声定位穿刺置管仪这一新型医疗抢救仪器。(图1)

1 穿刺仪的传动结构和工作原理

1.1 传动结构

整个仪器可分为电器和机械两大部份。(1)机械部分由特殊穿刺针、枪式驱动装置(压肤器、传动体、手柄)组成。(图2);(2)电器部分由换能器、超声线路、驱动控制线路和电源组成。

1.2 工作原理

当压肤器(探头)放在血管上时,换能器发出高

频超声波射向血管,经运动的血管壁和管内脉动的血流调制并反射到接收换能器上,再经处理输入音响装置。若是动脉,则音响发出“嗒嗒”声,其节拍与脉搏跳动是一致的;若是静脉管,则会发出大风过境般的“呜—”声。此时,若要穿刺时,则可扣动扳机使穿刺针瞬间弹入皮肤,同时按下进针按钮,穿刺针继续前进,当穿刺针侧孔进入血管时,由于运动针体前进的传动轴后面有负压腔,使血液迅速流进针体,使联结控制线路两电极的针体内外套之间短路,切断驱动电源,保持侧孔停在血管内,并由指示灯告知医生。然后,拔出针芯(内套),即可置管,待置管成功后,便可按动退针按钮,穿刺针就可自动退出而保留导管在人体上,接上输液装置即可进行抢救工作,整个操作过程可在3分钟内完成。

2 小结

抢救体克病人的条件很苛刻,第一时间短、第二患者失去知觉,不能配合医护人员。第三环境不固定(工地、矿山、井下、航空航海),尤其是远离医院的野

1992年11月20日收到

外、战地,休克患者的抢救工作更加困难。许多年轻的生命都因得不到及时输液而牺牲!因而,近年来,国内外均有研制用来替代传统人工穿刺的仪器。如1985年第10期“世界发明”专利上就报到了南非开

普顿医学院一位医生(彼得·J. 考尔伯)^[1]试图利用超声定位原理研制穿刺仪,但,未能成功。所以,该仪器的发明和研制成功^[2,3],将为医疗抢救工作提供了一种崭新的科学手段。

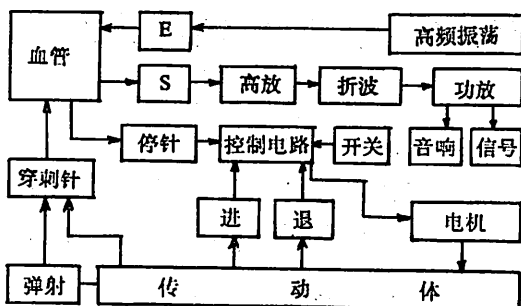


图1 配置图

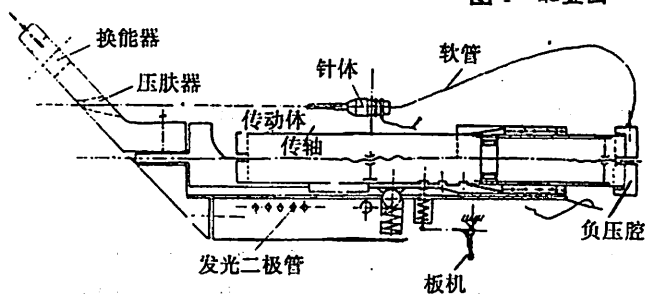


图2 传动结构

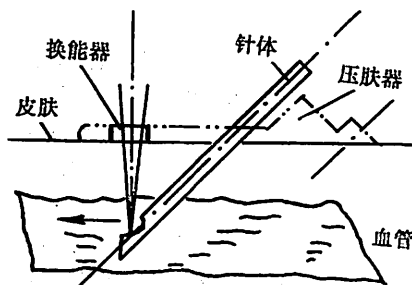


图3 探测示意图

参 考 文 献

- [1] “世界发明”1985年,10期,第25页
- [2] 实用新型专利申请公告,1989年4月,CN2030087u
- [3] 发明专利公报,1989年10月18日,CN1036324A

Transmission Structure and Work Principle of Puncture Instrument by Ultrasonic Positioning

Gao Jiqing Zhu Yuguo Wu Yuehua
(University of Science and Technology of China)

Chu Youheng Kan Deqing Zhang Ping
(Chaohu Hospital, Chaohu Anhui)

Abstract:

This paper introduces the transmission structure and work principle of one kind of new medical instrument — puncture instrument of ultrasonic positioning, which is able to replace the traditional hand-puncture treatment. The blood vessel of human body is punctured by the successive procedures of ultrasonic positioning, machinery transmitting, automatic entering, halting and withdrawing needles. It makes the success rate of rescuing shock patients increasing greatly.

• Key words: ultrasonic positioning, puncture setting vessel, transmission, negative pressure

交叉两直线间各类最短连线解法的讨论

熊会民

(精密机械与精密仪器系)

摘要 以讨论交叉两直线间最短水平连线的正确解法为起点,归纳交叉两直线间各类最短连线的图解,并从解析上对图解过程分析论证。

关键词 投影,投影变换

1 引子

1.1 问题

已知交叉两直线 AB, CD 如图 1 所示,求 AB 和 CD 之间的最短水平连线^[1]。

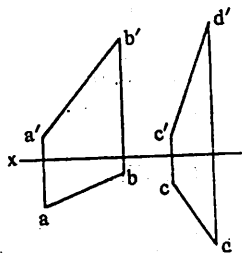


图1 已知条件
Fig. 1 Known condition

1.2 求解

如图 2 所示,先设投影面 V_1 和交叉两直线 AB, CD 的公共平行面垂直,则 AB, CD 在 V_1 面上的投影平行, $a_1b_1 // c_1d_1$ 。再设投影轴 X_2 和 X_1 轴垂直,那么 AB, CD 两直线在 H_2 面上的重影点即为 AB 和 CD 之间的最短水平连线的投影。连线 rs 为解。

1.3 求解过程的图解分析

如何确定 O_2X_2 轴是求解这个问题的关键。如图 3 所示,在 V_1/H 体系中,所有连接 AB, CD 两直线的水平线的 V_1 面投影均等长,而 V_1 面投影等长的水平线中最短的线段,显然其实长与其 V_1 面投影长度相

等,即该线段也应平行于 V_1 面。据此,可确定 O_2X_2 轴的方向,如图 2 所示。

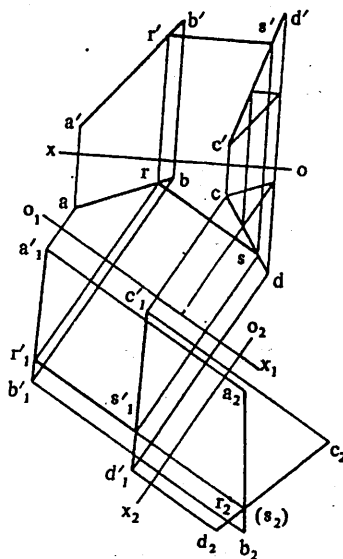


图2 解题
Fig. 2 solution of the problem

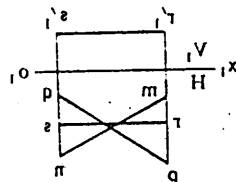


图3 确定 O_2X_2 轴
Fig. 3 determining O_2X_2 axis

1.4 求解过程的解析证明

设直线AB的方程为

$$\frac{x-x_1}{l_1} = \frac{y-y_1}{m_1} = \frac{z-z_1}{n_1} \quad (1)$$

直线CD的方程为

$$\frac{x-x_2}{l_2} = \frac{y-y_2}{m_2} = \frac{z-z_2}{n_2} \quad (2)$$

连线RS的方程为

$$\frac{x-x_0}{l_0} = \frac{y-y_0}{m_0} = \frac{z-z_0}{n_0} \quad (3)$$

如图4所示,令O-XY面绕Z轴旋转θ角。这时,AB在O-X'Z'面上的投影a'b'的方程为

$$n'_1x - l'_1z = n'_1x'_1 - l'_1z'_1 \quad (4)$$

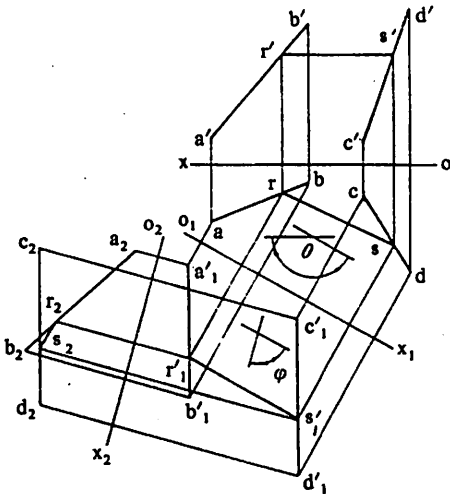


图4 解析证明

Fig. 4 analytic proof

其中:

$$\begin{cases} x'_1 = x_1 \cos \theta + y_1 \sin \theta \\ z'_1 = z_1 \\ l'_1 = l_1 \cos \theta + m_1 \sin \theta \\ n'_1 = n_1 \end{cases} \quad (5)$$

CD在O-X'Z'面上的投影c'd'的方程为:

$$n'_2x - l'_2z = n'_2x'_2 - l'_2z'_2 \quad (6)$$

其中:

$$\begin{cases} x'_2 = x_2 \cos \theta + y_2 \sin \theta \\ z'_2 = z_2 \\ l'_2 = l_2 \cos \theta + m_2 \sin \theta \\ n'_2 = n_2 \end{cases} \quad (7)$$

RS在O-X'Z'面上的投影r'_1s'_1的方程为

$$z = z'_0$$

其中

$$z'_0 = z_0$$

设r'_1s'_1和a'b'的交点为r'_1(x', z'), 则

$$\begin{cases} x' = \frac{l'_1}{n'_1}(z'_0 - z'_1) + x'_1 \\ z' = z'_0 \end{cases} \quad (10)$$

r'_1s'_1和c'd'的交点为s'_1(x'', z''), 则

$$\begin{cases} x'' = \frac{l'_2}{n'_2}(z''_0 - z'_2) + x'_2 \\ z'' = z'_0 \end{cases} \quad (11)$$

那么, r'_1s'_1的长度为

$$\begin{aligned} r'_1s'_1 &= \sqrt{(x'' - x')^2 + (z'' - z')^2} \\ &= \frac{l'_2}{n'_2}(z'_0 - z'_2) - \frac{l'_1}{n'_1}(z'_0 - z'_1) \\ &\quad + (x'_2 - x'_1) \\ &= \frac{l_2 \cos \theta + m_2 \sin \theta}{n_2} (z_0 - z_2) \\ &\quad - \frac{l_1 \cos \theta + m_1 \sin \theta}{n_1} (z_0 - z_1) \\ &\quad + (x_2 \cos \theta + y_2 \sin \theta - x_1 \cos \theta - y_1 \sin \theta) \end{aligned} \quad (12)$$

$$\text{令} \begin{cases} \sin \theta = \frac{l_2 n_1 - l_1 n_2}{\sqrt{(l_2 n_1 - l_1 n_2)^2 + (m_1 n_2 - m_2 n_1)^2}} \\ \cos \theta = \frac{m_1 n_2 - m_2 n_1}{\sqrt{(l_2 n_1 - l_1 n_2)^2 + (m_1 n_2 - m_2 n_1)^2}} \\ \theta = \text{tg}^{-1} \frac{l_2 n_1 - l_1 n_2}{m_1 n_2 - m_2 n_1} \end{cases} \quad (13)$$

将式(13)代入式(12), 可得

$$\begin{aligned} r'_1s'_1 &= \frac{1}{\sqrt{(l_2 n_1 - l_1 n_2)^2 + (m_1 n_2 - m_2 n_1)^2}} \\ &\quad [(m_1 n_2 - m_2 n_1)(x_2 - x_1) \\ &\quad + (l_2 n_1 - l_1 n_2)(y_2 - y_1) \\ &\quad + (l_1 m_2 - l_2 m_1)(z_2 - z_1)] \end{aligned} \quad (14)$$

上式表明r'_1s'_1的长度为定值。

此时,

$$\begin{cases} l'_1 = \frac{l_2 m_1 - l_1 m_2}{\sqrt{(l_2 n_1 - l_1 n_2)^2 + (m_1 n_2 - m_2 n_1)^2}} n_1 \\ l'_2 = \frac{l_2 m_1 - l_1 m_2}{\sqrt{(l_2 n_1 - l_1 n_2)^2 + (m_1 n_2 - m_2 n_1)^2}} n_2 \end{cases} \quad (15)$$

所以

$$\frac{l'_1}{l'_2} = \frac{n_1}{n_2} = \frac{n'_1}{n'_2} \quad (16)$$

因此, 由式(4)和式(6)可知: a'b' // c'd'。

这时, 如能使RS在另一个与O-X'Z'面垂直的投影面上的投影积聚, 则问题可解。令O-X'Z'面绕Y'轴旋转φ角, 如图4所示。那么, RS在O-X''Y''面上的投影r''s''的方程为

$$m'_0x - l'_0y = m'_0x'_0 - l'_0y'_0 \quad (17)$$

其中:

$$\begin{cases} x'_0 = x'_0 \cos \varphi - z'_0 \sin \varphi \\ y'_0 = y'_0 \\ l'_0 = l'_0 \cos \varphi \\ m'_0 = m'_0 \end{cases} \quad (18)$$

式(9)表明 $r'_1s'_1$ 的方向不变.故,由直线的投影特性^[2]可知,当且仅当式(17)中的系数 l'_0 为0时,才有可能使 r_2s_2 有积聚性.即必须

$$l'_0 = l'_0 \cos \varphi = 0 \quad (19)$$

而 l'_0 是不为0的待定常数,所以

$$\cos \varphi = 0 \quad (20)$$

$$\text{也就是} \quad \varphi = 90^\circ \quad (21)$$

解法得证.

2 推广

上面这个问题可以推广到求 AB, CD 间对 $O-XY$ 面的倾角为 α 的最短连线^[3]的一般情况. AB, CD 方程仍分别如式(1)和式(2)所示,设连线 FG 的方程为

$$\frac{x-x_0}{l_0} = \frac{y-y_0}{m_0} = \frac{z-z_0}{\sqrt{l_0^2 + m_0^2} \cdot \text{tg } \alpha} \quad (22)$$

如图5所示,令 $O-XY$ 面绕 Z 轴旋转 θ 角.那么, a_1b_1, c_1d_1 的方程不变,分别如式(4)和式(6)所示,而投影 f_1g_1 的方程为

$$n'_0x - l'_0z = n'_0x'_0 - l'_0z'_0 \quad (23)$$

其中

$$\begin{cases} x'_0 = x_0 \cos \theta + y_0 \sin \theta \\ z'_0 = z_0 \\ l'_0 = l_0 \cos \theta + m_0 \sin \theta \\ n'_0 = \sqrt{l_0^2 + m_0^2} \cdot \text{tg } \alpha \end{cases} \quad (24)$$

距离

$$f_1g_1 = \frac{\sqrt{(x_f - x_g)^2 + (z_f - z_g)^2}}{= \frac{n_1[(m_1n_2 - m_2n_1)(x_2 - x_1) + (l_2n_1 - l_1n_2)(y_2 - y_1) + (l_1m_2 - l_2m_1)(z_2 - z_1)]}{[l_1(m_1n_2 - m_2n_1) + m_1(l_2n_1 - l_1n_2)] \sin \alpha + n_1 \sqrt{(m_1n_2 - m_2n_1)^2 + (l_2n_1 - l_1n_2)^2} \cos \alpha}} \quad (27)$$

为定值.

设 FG 和 AB 的交点为 $F(x_f, y_f, z_f)$, FG 和 CD 的交点为 $G(x_g, y_g, z_g)$.因为 FG 和 AB 相交,所以:

$$\begin{vmatrix} x_f - x_g & y_f - y_g & z_f - z_g \\ l_0 & m_0 & \sqrt{l_0^2 + m_0^2} \cdot \text{tg } \alpha \\ l_1 & m_1 & n_1 \end{vmatrix} = 0 \quad (28)$$

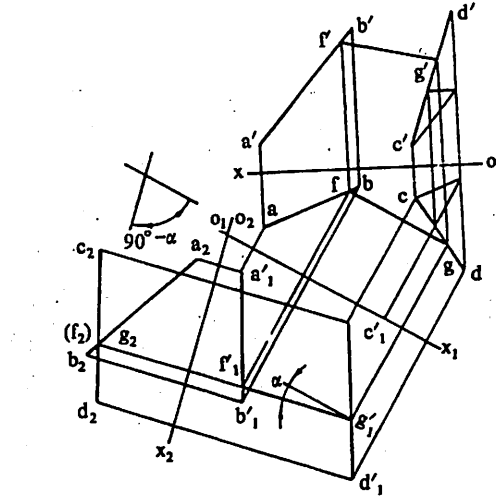


图5 一般情况

Fig. 5 common condition

设 $\sin \theta, \cos \theta, \theta$ 的值如式(13)所示, f_1g_1 和 a_1b_1 的交点为 $f'_1(x'_f, z'_f)$, f_1g_1 和 c_1d_1 的交点为 $g'_1(x'_g, z'_g)$.则: $a_1b_1 // c_1d_1$,

$$\begin{cases} x'_f = \frac{-l'_1n'_0x'_0 + l'_0n'_1z'_0 + l'_0n'_1x'_1 - l'_0n'_1z'_1}{-l'_1n'_0 + l'_0n'_1} \\ z'_f = \frac{n'_0n'_1x'_1 - l'_1n'_0z'_1 - n'_0n'_1x'_0 + l'_0n'_1z'_0}{-l'_1n'_0 + l'_0n'_1} \end{cases} \quad (25)$$

$$\begin{cases} x'_g = \frac{-l'_2n'_0x'_0 + l'_0n'_2z'_0 + l'_0n'_2x'_2 - l'_0n'_2z'_2}{-l'_2n'_0 + l'_0n'_2} \\ z'_g = \frac{n'_0n'_2x'_2 - l'_2n'_0z'_2 - n'_0n'_2x'_0 + l'_0n'_2z'_0}{-l'_2n'_0 + l'_0n'_2} \end{cases} \quad (26)$$

(28)式展开后为

$$\begin{aligned} & (m_0n_1 - m_1 \sqrt{l_0^2 + m_0^2} \text{tg } \alpha)(x_f - x_g) \\ & + (l_1 \sqrt{l_0^2 + m_0^2} \text{tg } \alpha - l_0n_1)(y_f - y_g) \\ & + (l_0m_1 - l_1m_0)(z_f - z_g) = 0 \end{aligned}$$

而

$$\begin{cases} x_f - x_f \neq 0 \\ y_f - y_f \neq 0 \\ z_f - z_f \neq 0 \end{cases}$$

故

$$\begin{cases} m_0 n_1 - m_1 \sqrt{l_0^2 + m_0^2} \cdot \operatorname{tg} \alpha = 0 & (28 \cdot a) \\ l_1 \sqrt{l_0^2 + m_0^2} \cdot \operatorname{tg} \alpha - l_0 n_1 = 0 & (28 \cdot b) \\ l_0 m_1 - l_1 m_0 = 0 & (28 \cdot c) \end{cases}$$

所以

$$\begin{cases} m_0 n_1 = m_1 \sqrt{l_0^2 + m_0^2} \cdot \operatorname{tg} \alpha \\ l_0 n_1 = l_1 \sqrt{l_0^2 + m_0^2} \cdot \operatorname{tg} \alpha \end{cases} \quad (29)$$

所以

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \psi'_{11} &= \frac{n'_0}{l'_0} = \frac{\sqrt{l_0^2 + m_0^2} \cdot \operatorname{tg} \alpha}{(l_0 \cos \theta + m_0 \sin \theta)} = \sqrt{\frac{[(l_2 n_1 - l_1 n_2)^2 + (m_1 n_2 - m_2 n_1)^2] (l_0^2 + m_0^2)}{[l_0 (m_1 n_2 - m_2 n_1) + m_0 (l_2 n_1 - l_1 n_2)]^2}} \cdot \operatorname{tg} \alpha \\ &= \sqrt{\frac{(l_2 l_0 n_1 - l_1 l_0 n_2)^2 + (m_1 m_0 n_2 - m_2 m_0 n_1)^2 + l_0^2 (m_1 n_2 - m_2 n_1)^2 + m_0^2 (l_2 n_1 - l_1 n_2)^2}{2(m_1 l_0 n_2 - m_2 l_0 n_1)(l_2 m_0 n_1 - l_1 m_0 n_2) + l_0^2 (m_1 n_2 - m_2 n_1)^2 + m_0^2 (l_2 n_1 - l_1 n_2)^2}} \cdot \operatorname{tg} \alpha \end{aligned}$$

将式(29)和式(30)代入上式,可得:

$$\operatorname{tg} \psi'_{11} = \operatorname{tg} \alpha$$

所以

$$\psi'_{11} = \alpha \quad (32)$$

如图5所示。

与在求AB、CD之间最短水平连线中的一样,令O-X'Z'面绕Y'轴旋转 φ 角,那么, $f_2 g_2$ 的方程为:

$$m''_0 x - l''_0 y = m''_0 x''_0 - l''_0 y''_0 \quad (33)$$

其中

$$\begin{cases} l''_0 = l'_0 \cos \varphi - n'_0 \sin \varphi \\ m''_0 = m'_0 \\ x''_0 = x'_0 \cos \varphi - z'_0 \sin \varphi \\ y''_0 = y'_0 \end{cases} \quad (34)$$

同理,因为FG和CD相交,所以

$$\begin{cases} m_0 n_2 = m_2 \sqrt{l_0^2 + m_0^2} \operatorname{tg} \alpha \\ l_0 n_2 = l_2 \sqrt{l_0^2 + m_0^2} \operatorname{tg} \alpha \end{cases} \quad (30)$$

设 $f'_1 g'_1$ 与 x_1 轴的夹角为 ψ'_{11} ,则

$$\cos \psi'_{11} = \frac{l'_0}{\sqrt{l'^2_0 + n'^2_0}} \quad (31)$$

上式化简可得

$$n'_0 \cos \psi'_{11} = l'_0 \sin \psi'_{11}$$

为使 $f_2 g_2$ 可能有积聚性,必须:

$$l''_0 = l'_0 \cos \varphi - n'_0 \sin \varphi = 0 \quad (35)$$

即

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{l'_0}{n'_0} = \frac{1}{\operatorname{tg} \psi'_{11}} \quad (36)$$

所以

$$\varphi = 90^\circ - \psi'_{11} \quad (37)$$

如图5所示。

3 小结

当把图解法和解析法有机结合起来时,模糊的问题变得清晰,棘手的问题变得简单。目前,电子计算机绘图的广泛应用,要求图解和解析必须结合。

参 考 文 献

- [1] 大连工学院工程画教研室,画法几何习题集(第二版),北京,高等教育出版社,1987,45。
- [2] 大连工学院工程画教研室,画法几何学(第四版),北京,高等教育出版社,1987,14~18。
- [3] 西北工业大学制图教研室,画法几何与机械制图(1986年修订本),上册,西安,陕西科学技术出版社,1987,116。
- [4] 艾运钧,工程图学分析引论,北京,中国铁道出版社,1984,18~22,121~126

Discussion on the solution of the shortest Distance Between Cross Lines

Xiong Huimin

(Department of Precision Machinery and Precision Instrumentation)

Abstract

Beginning with a discussion of the correct solution to the shortest horizontal distance between cross lines, this paper sums up the graphics of all kinds of shortest distances between cross lines, and expounds and proves analytically the graphing process.

Key words: projection, projective shift.

中国科学技术大学学报编委会

主 编：葛新石

副主编：汪克林 冯克勤 俞书勤

编 委：(以姓氏笔划为序)

王 水 方容川 冯克勤 伍小平 孙德敏
寿天德 吴自勤 汪克林 李志超 陈国良
俞书勤 郚 明 钱景仁 葛新石 潘才元

中国科学技术大学学报

Zhongguo Kexue Jishu Daxue Xuebao

(季刊, 1965年创刊)

第 23 卷 (总第 84 期) 1993 年 10 月出版

Journal of China University of

Science and Technology

(Quarterly, Started in 1965)

Vol. 23 (Sum. 84) Oct. 1993

编 辑：《中国科学技术大学学报》编辑部
安徽省合肥市金寨路 96 号 (邮政编码 230026)

印 刷：安徽省供销社合作社印刷厂

国内总发行：合肥市邮局

订 购 处：全国各地邮局

国外总发行：中国国际图书贸易总公司
北京 399 信箱

Edited by

Editorial Board of Journal of China

University of Science and Technology

96 Jinzhai Rd., Hefei 230026, Anhui, China

Printed by

Printing House of Anhui Supply and

Marketing Co-Operative

Overseas

China International Book Trading Corporation

Distributor

(P. O. Box 399 Beijing, China)

国内统一刊号：CN34—1054/N

邮政代号：26—31

Code No. : Q527