

## 数字式电容测微仪的研制\*

李红燕 李 均

(精密机械与仪器系)

**摘 要** 本文研制了一种用于微位移和振动测量的新型仪器——数字式电容测微仪,介绍了它的工作原理、性能指标以及特点,分析了电容传感器两极板不平行对测量精度的影响程度。测试表明该仪器具有体积小、精度高、成本低等优点,具有广泛的应用前景。

**关键词** 微位移, 电容传感器, 测量

**分类号** TP212

电容测微仪在精密机械、工业测量,自动控制与宇航技术等诸多方面的应用日见普遍,这类传感器,采用非接触式的相对测量,以减少测量力对被测物的影响,测头是一块极板,被测件是另一块极板,这两块平行的金属板构成了电容器,被测件的机械位移改变了极板间距,然后再将传感器电容量的变化转换成电信号。因而,传感器具有输入能量低、动态响应快等特点。

一般模拟电压输出的调频式电容测微仪的原理见图1。传感器首先将位移变化转换成频率变化,再经过鉴频器、滤波器,



图1 模拟电压输出式电容测微仪原理框图

有些仪器还利用 A/D 转换器与计算机接口,以便进行数字显示和数据处理。由于测量仪器均采用模拟电路因而测量的精度和稳定性是比较差的,其不稳定性会给整个测量电路带来噪声,引起灵敏度下降,影响信号的质量。对于微位移测量来说,精度要求高,而高精度的 A/D 转换器价格昂贵,必将造成仪器成本升高。为此,我们提出了一种新型数字式电容测微方法,为电容传感器的集成化、智能化开辟了一条新的途径。

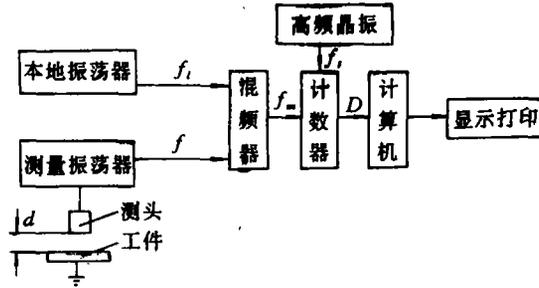
## 1 数字式电容测微仪的原理与特点

测微仪工作原理如图2所示。测头端面和与之平行的被测工件表面形成一个电容器,其电容量  $C$  可表示为:

\* 国家自然科学基金资助项目

\*\* 1991年6月5日收稿

$$C = \frac{\epsilon s}{d} \quad (1)$$



$d$ : 被测距离;  $f$ : 测量振荡器振荡频率;  $f_i$ : 本振振荡频率;  $D$ : 计数器计数值;  $f_m$ : 混频器输出的差频频率;  $f_s$ : 高频晶体振荡器产生的计数脉冲频率

图 2 数字式电容测微仪原理框图

式中,  $\epsilon$  为空气的介电常数,  $s$  为测头端面面积,  $d$  为测头到工件表面的距离。此电容与一固定电容  $C_0$  和一固定电感  $L$  构成测量振荡器的谐振回路, 测量振荡器输出信号的频率可由下式求出

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(C_0 + C)}} \quad (2)$$

随着测头端面与被测工件间距离的变化, 电容量成反比变化, 从而改变了测量振荡器的振荡频率  $f$ 。设测头与工件相距无穷远时振荡器的频率为  $f_0$ , 则有

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_0}} \quad (3)$$

混频器的输出频率  $f_m$  与输入频率  $f$  的关系为

$$f_m = f - f_i \quad (4)$$

式中,  $f_i$  为本振频率。假设此频率为一定值, 则  $d$  的变化最终会引起中频  $f_m$  的变化。只要测出中频频率  $f_m$  (混频器输出) 的偏移量, 就可获得距离的变化量。在混频器输出信号的两个周期内, 我们用计数器记录高频晶振产生的计数脉冲的个数。若计数值为  $D$ , 那么被测中频  $f_m$  可由  $D$  和脉冲频率  $f_s$  表示

$$D = \frac{2f_s}{f_m} \quad (5)$$

于是, 根据公式(1)、(2)、(3)、(4)、(5), 有:

$$K \triangleq \frac{\epsilon s}{C_0} \quad (6)$$

进而推导出测微仪的数学模型如下:

$$d = \frac{K}{\left(\frac{Df_0}{2f_s + Df_i}\right)^2 - 1} \quad (7)$$

因为频率可看作单位时间里的脉冲个数,是数字量,所以计数器的输出  $D$  就能直接送入计算机,再利用式(7)计算出距离  $d$ ,而无需常用的 A/D 转换器,这就降低了仪器的成本。由于采用了数字测频方法进行频率测量,没有使用鉴频器等模拟电路,从而避免了这些模拟电路的噪声和零漂对测量的影响。同时,电路环节的减少,意味着仪器体积的减小;而微机的引入,使得仪器能在机床主轴运转过程中对被测工件作定点多次采样,于短时间内测出大量数据,并迅速地通过计算和处理,得出结果。

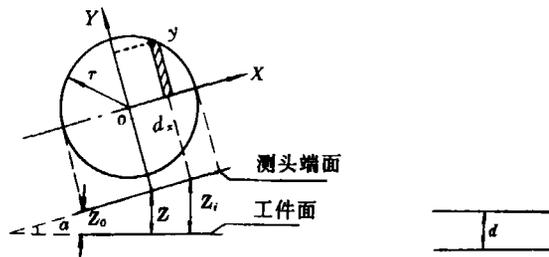
必须指出的是,振荡器的频率漂移、混频器的噪声以及计数器的量化过程,都会给测量带来误差。但只要深入分析误差产生的原因,适当进行误差分配,选择最佳电路参数,就能使测量误差降到很小<sup>[1]</sup>。实际测量中,电容传感器两极板不平行往往会对测量结果产生不利影响,下面将就此问题进行探讨。

## 2 电容极板不平行对测量的影响

上节给出的数学模型是在假设测头端面与被测面(作为电容的另一个极板)平行的条件下推导而得的。但实际安装使用时,两极板不易调得正好平行,其间的夹角会影响结果的精度。

现假设测头端面与被测表面存在夹角  $\alpha$ ,如图 3(a)所示。测头端面是一圆平面,半径为  $r$ ,它与被测表面间的最小距离为  $Z_0$ ,而端面中心到被测量表面的距离为  $Z$ ,极板间为均匀介质,电介常数为  $\epsilon$ 。假定在微小面元下,可按无限大平行平板电容器处理。

在图 3(a)中建立  $XOY$  坐标系,那么测头端面圆的方程为



(a) 倾角为  $\alpha$  的电容 (b) 等效电容  
图 3 两极板间存在夹角时电容示意图

$$\begin{cases} x = r \cos t \\ y = r \sin t \end{cases} \quad (0 \leq t < 2\pi) \quad (8)$$

取微小面元

$$ds = y dx \quad (9)$$

该面元与被测表面距离为  $Z_i$ , 有

$$Z_i = Z_0 + (r + x) \sin \alpha \quad (10)$$

则微小电容可表示成

$$dC_e = \frac{\cos \alpha \cdot \epsilon \cdot ds}{Z_i} \quad (11)$$

将(8)、(9)、(10)式代入(11)式,有

$$dC_e = \frac{\epsilon r^2 \cos \alpha (-\sin^2 t) dt}{Z_0 + r \sin \alpha + r \sin \alpha \cos t} \quad (12)$$

我们可以计算出此时电容量  $c_e$  与  $Z_0$  的关系式

$$C_a = 2 \int_x^0 dC_a = \frac{2\pi r^2 \epsilon \cos \alpha}{(r \sin \alpha)^2} [Z_0 + r \sin \alpha - \sqrt{Z_0^2 + 2Z_0 r \sin \alpha}] \quad (\alpha \neq 0) \quad (13)$$

令  $\alpha=0$  时的电容为  $C$ , 那么, 此时电容量与极板间距离  $d$  的关系可由(1)式推出

$$C = \frac{\epsilon \cdot \pi r^2}{d} \quad (14)$$

根据公式(13)、(14)作图 4, 其中包括  $\alpha$  分别为  $0^\circ$ 、 $0.1^\circ$ 、 $0.3^\circ$ 、 $0.5^\circ$  时所对应的四条曲线。

由图可知, 有无夹角  $\alpha$ , 以及  $\alpha$  角的大小不同都会改变距离—电容量的函数关系。 $\alpha$  角越小,  $Z_0-C_a$  曲线越接近  $d-C$  曲线, 引起的误差也就越小; 对于某一  $\alpha$  角, 两极板间距离越远 ( $d$  或  $Z_0$  越大),  $Z_0-C_a$  曲线越接近  $d-C$  曲线, 即两极板不平行对较远距离测量的影响较小。

将有倾角的电容  $C_a$  等效为一个平行极板电容  $C$ , 如图 3(b) 中所示, 其极间等效距离为  $d$ 。令  $C_a=C$ , 由式(13)、(14)可得到  $Z_0$  与  $d$  的关系:

$$Z_0 = \frac{(2d \cos \alpha - r \sin \alpha)^2}{4d \cos \alpha} \quad (\alpha \neq 0) \quad (15)$$

那么测头端面中心与被测表面间距离  $Z$  同  $d$  的关系为

$$Z = Z_0 + r \sin \alpha = \frac{4d^2 \cos^2 \alpha + r^2 \sin^2 \alpha}{4d \cos \alpha} \quad (\alpha \neq 0) \quad (16)$$

显然,  $Z \neq d$ 。所以用等效距离  $d$  代替实际距离  $Z$  进行计算会引起一些变化, 甚至引起微位移测量的非线性。倾角  $\alpha$  的影响反应到传感器的参数上, 使得标定的  $K$  值发生变化。

若测头端面半径  $r=1.8\text{mm}$ , 测量范围从  $40\mu\text{m}$  到  $45\mu\text{m}$ , 对不同  $\alpha$  角下  $K$  值的最大偏差进行了实验研究, 见表 1, 表中  $e$  是有夹角  $\alpha$  时标定的  $K_a$  值与  $\alpha$  等于零时的  $K_i$  值之间的偏差,  $e = \frac{K_i - K_a}{K_i} \times 100\%$ 。

可见, 测头安装适当,  $\alpha$  角越小, 引起的偏差越小。我们研制的数字式电容测微仪, 在使用前仔细调节测头, 可将此影响降到很小。下面给出该仪器的部分指标:

静态测量误差  $\leq 0.01\mu\text{m}$ , 单次测量时间  $\leq 200\mu\text{s}$ , 单次测量动态时延  $\leq 1 \pm 461\mu\text{s}$ , 示值漂移  $\leq 0.012\mu\text{m}/\text{小时}$ , 量程  $1\mu\text{m}$ 。

### 3 结束语

数字式电容测微仪是一种新型的仪器, 它具有精度高、稳定性好、体积小、价格低、

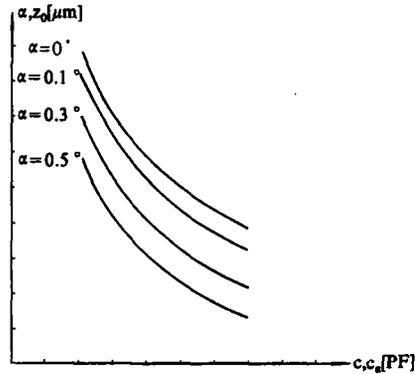


图 4 不同  $\alpha$  角时电容量与极间距关系曲线

表 1 夹角  $\alpha$  对  $K$  值标定的影响

$\alpha$	$0.1^\circ$	$0.5^\circ$	$0.68^\circ$
$e$	1.0%	3%	5.1%

便于与计算机接口等许多优点。但使用时必须认真调节测头端面与被测表面平行,否则,仪器的高精度会损失殆尽。该仪器可用于微位移和振动测量,也可连成多路传感器组合使用,测量工件圆度、直线度和圆柱度。在动态补偿加工系统、在位测量、状态监控与诊断领域中,都有广泛的应用前景。

感谢国防科技大学 802 教研室的老师们对我的实验工作的大力支持和指导。

### 参 考 文 献

- 1 Li Hongyan, Li Jun. The Principle and Application of Digital Capacitive Instrument for Measuring Micro Displacement and Vibration, Proc of 3rd International Congress on Condition Monitoring and Diagnostic Engineering Management, 1991, 7
- 2 王永洪等. 电容传感器在测量球面时的误差分析. 宇航计测技术, 1984, (6)

## The Digital Capacitive Instrument for Measuring Micro—Displacement

Li Hongyan Li Jun

(Department of Precision Machinery and Instrument)

### Abstract

A new type of precision digital capacitive, ve instrmnt is developed for measuring micro displacement and vibration. In this paper, its measuring principle, specifications and features are described in detail. The effect of the angle between two electrode planes of capacitive sensor on the measuring result is also analysed in it. This instrument may have the advantage of small size, low cost and high accuracy, as well as wide future.

**Key words** micro-displacement, capacitive sensor, measurement