

压电振子表面振动位移分布的 激光干涉仪测量

于 昌 明

(南京大学声学研究所)

1984 年 9 月 25 日收到

本文提出了一种采用迈克尔逊干涉仪方法测量压电振子表面振动位移分布的简单方法。当其中一支光路引入一低频相位调制,可使测量结果不受环境机械振动和声噪声的干扰(包括带动微动台移动的马达机械振动和声噪声),因而可进行一维自动测量。当自动测量时,位移振幅一般需大于 0.1 \AA , 当进行定点精密绝对测量时,最小可测位移为 $5 \times 10^{-2} \sim 5 \times 10^{-3} \text{ \AA}$, 最后给出了几种压电振子的测量结果。

一、引 言

自从激光问世以来,自由表面微振动的测量技术有了很大的发展,测量方法大致有激光全息干涉计量技术,激光干涉仪技术,简单光探针(衍射技术),散斑技术等。激光全息干涉计量技术用来观察物体振动的等值线证明是行之有效的^[1-2],对于已知其振动规律的振幅分布可以得到定量的结果,精度为 5%^[2]。无论如何,它的振动振幅必需达到 10^3 \AA 数量级。简单光探针仅适用于表面声波技术^[3-4]。对于压电振子,它的振幅通常在几百 \AA 以内,利用干涉仪测量技术是非常可取的,干涉仪测量技术对于不大于 100 \AA 的振动,其输出讯号是线性的。干涉仪技术的最小可检测位移振幅已达 10^{-6} \AA 数量级^[5]。已有很多文献报道了激光干涉仪的理论(干涉原理,信号提取方法,最小可检测位移数值,输出信号的稳定方法等),以及各种不同用途的设计方案。随着技术的进步及新的用途需要,估计今后还将有更新的方案出现。对于着重于压电振子自由表面振动位移分布测量,不在于检测非常小的振动,在装置上可以作很多简化。本文提出的方法是一种由非常普通仪器设备组装起来的干涉仪装置,具有可自动测量

大于 0.1 \AA 位移振幅分布的功能,并可作定点精密位移值(最小可测位移为 $5 \times 10^{-2} \sim 5 \times 10^{-3} \text{ \AA}$)的测量。

二、测量原理与方法

图 1 是干涉仪法测量压电振子振幅分布的方框图。简单引入一低频相位调制到干涉仪中的一支光路,用来稳定实验结果,低频相位调制是由 50 Hz 电源激励附有反射镜的耳机来完成的。这一方法首先由 Iijima^[6] 等人成功地用于测量平凸 AT 切石英谐振子厚度剪切振动分布。

A 、 B 两束激光中之一(设为 A 束)的相位受到被测样品表面位移的调制, B 束相位受到耳机上镜子低频振动的调制。

设在光电接收器前未受到调制时 A 、 B 两束光的光场分别为:

$$E_A = E_{10} \cos(\omega t - \phi_1) \quad (1)$$

$$E_B = E_{20} \cos(\omega t - \phi_2) \quad (2)$$

其中 ω 为光频率, E_{10} 、 E_{20} 为光场振幅, ϕ_1 、 ϕ_2 为常数(为简单起见可略去)。

当 A 、 B 二束激光分别受到样品和反射镜的相位调制时,则有:

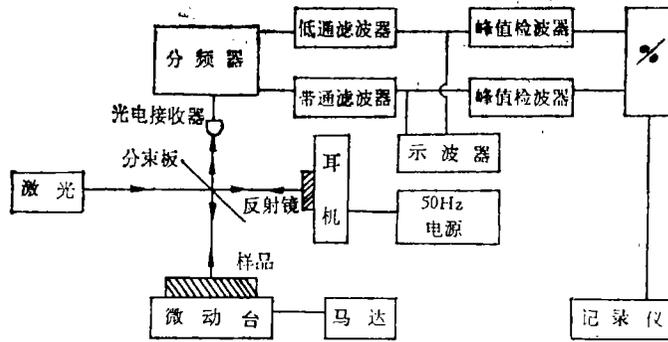


图1 振动位移分布测量装置

$$E_A = E_{10} \cos\left(\omega t + \frac{4\pi u}{\lambda} \cos \Omega t\right) \quad (3)$$

$$E_B = E_{20} \cos(\omega t + \theta(t)) \quad (4)$$

其中 u 为样品表面振动位移振幅, Ω 为样品振动频率, λ 为光波长, $\theta(t)$ 为低频相位调制及环境机械扰动引起的相位调制之和。

入射到光电接收器上的光强度为

$$I = E_{10}^2 + E_{20}^2 + 2E_{10}E_{20} \cos\left[\frac{4\pi u}{\lambda} \cos \Omega t - \theta(t)\right] \quad (5)$$

光电接收器的输出电流为:

$$i = g \left[E_{10}^2 + E_{20}^2 + 2E_{10}E_{20} \cos\left[\frac{4\pi u}{\lambda} \cos \Omega t - \theta(t)\right] \right] \quad (6)$$

其中 g 为光电转换系数。

方程(6)用 Bessel 函数展开后有低频分量 (J_0 分量) 和中心频率为 Ω 的分量 (J_1 分量), 分别为:

$$i_0 = 2gE_{10}E_{20} \cos \theta(t) J_0\left(\frac{4\pi u}{\lambda}\right) \quad (7)$$

$$i_1 = 4gE_{10}E_{20} \sin \theta(t) J_1\left(\frac{4\pi u}{\lambda}\right) \cos \Omega t \quad (8)$$

因此, 可以控制低频相位调制度, 使 $\cos \theta(t)$ 及 $\sin \theta(t)$ 在某些瞬时达到峰值 ± 1 。则 i_0 、 i_1 的峰—峰值为:

$$i_{PP0} = 4gE_{10}E_{20}J_0\left(\frac{4\pi u}{\lambda}\right) \quad (9)$$

$$i_{PP1} = 8gE_{10}E_{20}J_1\left(\frac{4\pi u}{\lambda}\right) \quad (10)$$

若被研究样品的位移振幅控制在 100 \AA 以内, 则有近似 $J_0(4\pi u/\lambda) \approx 1$, $J_1(4\pi u/\lambda) \approx 2\pi u/\lambda$ 。从方程(9)、(10)可以得到位移振幅 u 的表示式:

应用声学

$$u = (i_{PP1}/i_{PP0})\lambda/4\pi \quad (11)$$

i_{PP1}/i_{PP0} 的比值可以从示波器上 J_1 、 J_0 分量的波形高度读出, 见图(2)。 $i_{PP1}/i_{PP0} = G_0/G_1 \cdot h_{PP1}/h_{PP0}$, G_0 、 G_1 分别为低通滤波器和带通滤波器的增益, h_{PP1} 、 h_{PP0} 分别为 J_1 、 J_0 分量波形的峰—峰值的高度。

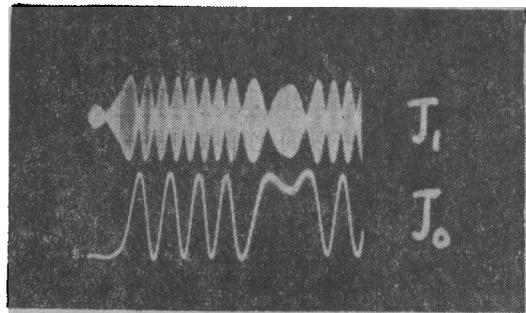


图2 J_1 和 J_0 分量波形

如果只要获得相对位移变化曲线, 我们可以利用图1装置, 从记录仪上直接记录下来而不必知道系统的总增益。

下面讨论 A 、 B 二束光在光电接收面上不重叠时引起的影响, 这在自动记录时特别重要, 因为移动平台时, 不可能在所有地方使二束光始终保持共线。

根据 W. M. J. Hassen 等人的讨论^[7], 当 A 、 B 二束光不严格重叠时, (6) 式应有如下形式:

$$i = g \left[\frac{1}{2} (K_1 + K_2) E^2 + \frac{1}{2} (K_1 - K_2) E^2 \cos\left(\frac{4\pi u}{\lambda} \cos \Omega t - \theta(t)\right) \right] \quad (12)$$

其中 $K_1, K_2 (0 < K_1, K_2 < 1)$ 是依赖于分束板质量, 镜子反射率, 干涉图样级数的二个常数, E 为总光场振幅. 这样当二束光不重叠时, K_1, K_2 值改变, 但 (11) 式依然成立. 这样平台移动装置的机械精度可适当降低.

三、实验装置

1. 光路部分

整个光路放置在一块 (100cm × 66cm × 1.5 cm) 铁板上, 铁板放在普通的实验桌上, 中间仅仅垫着四块 (20cm × 5cm) 防震橡皮. 除激光管外, 其它部分安装在一台改装过的 JLC 型测量显微镜上, $x-y$ 移动范围为 50 mm × 15 mm. 样品和反射镜略微偏离光束的垂直方向, 使从它们反射回去的激光不进入激光器的谐振腔, 从而不会影响激光的稳定性^[8].

2. 分频器

如图 3 所示, 由于它影响 G_1, G_0 的大小, 故绝对测量时是不能用的. 当只要获得相对值时, 用它是有益的, 可以简化接收电路结构, 因它能同时输出正比于 i_{PP1}, i_{PP0} 的 V_{PP1}, V_{PP0} 信号, 幅

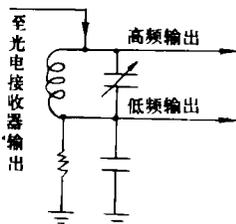


图 3 分频器线路图

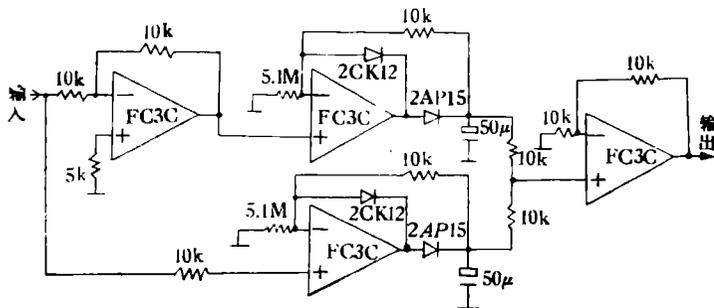


图 4 J_0 分量峰值检波电路

度也较大.

3. 峰值检波器

由图 2 可以看到, J_0, J_1 分量具有不同波形, 因此必须用不同方式的峰值检波电路.

J_0 分量采用图 4 所示宽带峰值保持器^[9], 它最后一级相加器还具有平均功能, 特别适用于 J_0 分量的检测, 这样由于激光不稳定引起 J_0 分量的跳动可被消除.

J_1 分量检波电路如图 5 所示, 仅由一个 J630 高速电压比较器组成. 其线性度比采用高频检波后再进行峰值检波为好 (因它是一个包络为调频信号的调幅波, 找不到其它简单合适的检波电路).

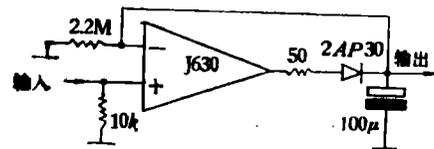


图 5 J_1 分量峰值检波电路

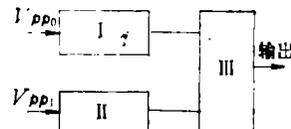


图 6 除法器电路示意图

4. 除法器

除法器如图 6 所示, I、II 为对数放大器, III 为减法器, 所以除法器的输出电压为

$$\log V_{PP1}/V_{PP0} \quad (V)$$

四、实验结果

1. 线性度测量

测量了压电陶瓷样品 ($f = 0.997$ MHz) 和 x 切石英晶体样品 ($f_0 = 2.077$ MHz) 的激励电压 V 和 h_{PP1}/h_{PP0} (相对位移振幅) 的关系曲线, 如图 7 所示, 在所使用的电压范围内保持良好的线性.

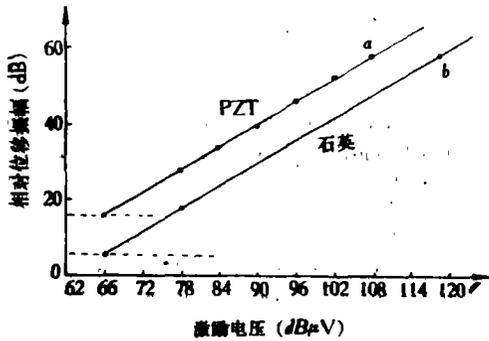


图7 振动位移对于激励电压关系曲线(虚线表示信-噪比为1的阈值)

2. 绝对测量

依据式(11), 测量了压电陶瓷样品 ($f = 0.997 \text{ MHz}$) 和 x 切石英晶体样品 ($f_0 = 2.077 \text{ MHz}$) 各一个激励电压值的绝对位移振幅值, 如图7中的 a 、 b 二点。 a 点绝对值为 5.6 \AA , b 点绝对值为 1.6 \AA 。并由此推得信号噪声比为1时的最小可检测位移振幅分别为 0.056 \AA 和 0.005 \AA 。

3. 自由表面位移振幅分布测量

测量了一 PZT 压电陶瓷样品的位移振幅分布曲线, 为了能与 H. U. Schwarzenbach 等人^[10]的结果进行对比, 选取了与 H. U. Schwarzenbach 等人的实验样品相接近的厚度-直径比, 选取样品直径 $D=30 \text{ mm}$, 厚度 $b=2.5 \text{ mm}$, 自由边界条件, 两面全部金属电极覆盖, 谐振频率激发, $f_0 = 784 \text{ kc}$, 图8为通过样品中心的一条典型分布曲线。重复性误差在5%以内。图8所示结果与 H. U. Schwarzenbach 等人的类似样品实验曲线的形状有相似性。

五、讨论及结论

我们是通过测量 h_{PP1} 及 h_{PP0} 的比值, G_1 和 G_0 值由(11)式求得位移振幅 u 的相对值和绝对值。所以 u 值的精确度由(11)式的近似性及 h_{PP1} 、 h_{PP0} 的测量精度决定。对于我们小于 10 \AA 的振动位移, (11)式取近似引入的误差小于0.1%, U 值的精度主要将由 h_{PP1} 及 h_{PP0}

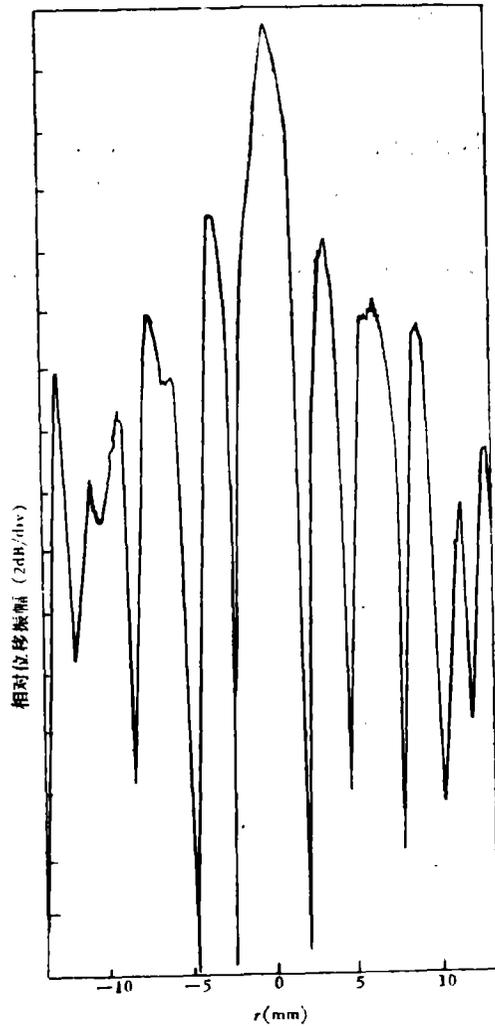


图8 压电陶瓷样品位移振幅分布曲线

的测量精度决定。在我们的测量中, h_{PP1} 及 h_{PP0} 调到 50 mm 左右, 读数的视觉误差 $< \pm 1 \text{ mm}$, 所以测量误差约为 $\pm 2\%$, 而总误差还应加上系统误差值 (G_0 、 G_1 的误差, 与选用仪器质量有关)。

振幅分布测量是通过峰值检波器, 除法器直接在 $x-T$ 记录仪上记录下来的, 它的测量精度还包括峰值检波器, 除法器, $x-T$ 记录仪的精度, 同时还应考虑在移动过程中二光束偏离同线引起的误差, 因素较多, 我们是通过不同条件下的测量数据来确定误差大小, 并且用最大偏离值来表示, 约为5%。

根据上面二到四节的描述, 可以得到下面

几点结论:

1. 激光干涉仪测振法容易获得较高的绝对灵敏度,是测量微小振动位移的强有力工具。

2. 简单引入低频相位调制信号,可使结构简化,适宜于快速测量相对位移振幅分布的场合。

3. 由于公式(11)中不包括激光强度项,所以激光强度的起伏,样品表面反射系数的变化,不影响测量结果。

在实验装置的建立过程中,王强、李文峰、庄国胜同志参加了系统组装及测量工作。王顺梯、李有志、田文英同志提供了测试样品及光学元件。

参 考 文 献

- [1] 徐世良等,电声技术, 3 (1978), 33.
- [2] Y. Tsuzuki, et al., Proc. of the 25th Annual Freq. Cont. Symp., April 26-28, 1971, 113-117.
- [3] 张淑仪等,南京大学学报(自然科学版), 2(1978), 31.
- [4] 李德荣等,压电与声光, 2 (1982), 14.
- [5] G. E. Moss, et al., Appl. Opt., 10-11 (1971), 2495.
- [6] K. Iijima, et al., Proc. of the 30th Annual Freq. Cont. Symp., 2-4 June, 1976, 65-70.
- [7] W. M. J. Hassen and Th. Kwaaitaal, Rev. Sci. Instrum., 47-4 (1976), 434.
- [8] H. A. Deferrari, J. Acous. Soc. Am., 42-5 (1967) 982.
- [9] 吴凤仪,电测与仪表, 10 (1981), 21.
- [10] H. U. Schwarzenbach, et al., Appl. Phys. Lett., 38-11 (1981), 854.

(上接第 44 页)

r_2 为无感电阻。 r_1 和 r_2 上的电压,反映了换能器上的电压,是功率级的输出电压。 $r_1 = 10R_d$, $r_2 = 10R$ (R 一般取 1Ω)。所以 $u_r = u_R$ 。利用利萨如图形可以判别 u_r 与 u_R 的电压和电流的相位 $\cos\varphi$, 即流经换能器的电流和电压的相位。这时换能器所获得的功率为:

$$P = \frac{u_{\lambda} u_R}{8R} \cos \varphi$$

其中: u_{λ} 、 u_R 均为峰峰值。

五、结 束 语

经过对发射电功率为几十瓦到几百瓦的发

射机的实验研究,认为晶体管D类功率放大器在水声功率发射机中应用较为理想。我们研制的声学应答释放器中信标发射机采用了D类功率放大器电路。用40.5V“三五牌”高能碱性电池供电,充油恒压圆管换能器(方向性:水平360°,垂直180°半空间辐射。灵敏度:30μV/μbar)发射。在南京工学院消声水池中测试声源级为97dB(参考级为1μbar)。

参 考 文 献

- [1] 冯秉铨,无线电广播发送设备近年来的某些发展,科学出版社,1978年第一版,第一章。
- [2] W. J. Chudobiak; Journal of Solidstate circuits, SC-4-1 (1969), 26.