

超声振荡器的自动频率跟踪

一、一般原理

众所周知,在负载改变、换能器发热以及其它外界影响情况下,电声换能器的共振频率将发生变化。压电陶瓷换能器和铁淦氧磁致伸缩换能器对负载变化尤为敏感。为了提高系统工作效率,就需要采用自动频率跟踪。

踪。

自动频率跟踪系统按获得反馈(跟踪)信号的方法,分成电反馈系统(利用电—机换能器的输入信号,此信号与换能器工作部分的振动速度或它的位移成比例),和声反馈系统(利用换能器或变幅杆机械振动辐射的信号)。

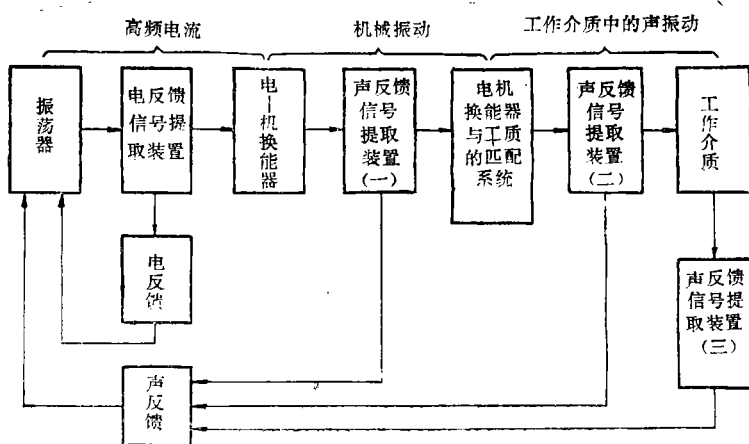


图1 超声设备中可能采用的跟踪方案

目前采用的自动频率跟踪系统又可分为两类:内跟踪和外跟踪。内跟踪是指正反馈电路包含在《振荡器—换能器—反馈信号提取装置》系统中,因此,闭环系统在换能器的共振频率上产生自激振荡。在外跟踪情况下,跟踪系统控制超声振荡器的工作,当换能器共振频率变化时,振荡器的频率也自动改变。外跟踪由于调整和操作复杂,在超声工艺设备中应用不多。

获取和传送自动频率跟踪系统控制信号的不同方案示于图1。由图可见,电反馈信号在振荡器至电—机换能器之间区域内提取;而声反馈信号则借助于换能器机械振动、工质振动或负载振动的转换取得(这种转换

是利用机—电或声—电换能器实现的。)

幅度—相位特性分析法对分析正反馈系统是最适用的。系统的传输系数

$$\dot{k} = \frac{\dot{B}_{out}}{\dot{B}_{in}} = K e^{j\theta},$$

这里, $\dot{B}_{in}$ 和 $\dot{B}_{out}$ 为系统输入端信号(电流或电压的复数形式)。

众所周知,假如对一开环系统,在频率 ω_0 上满足条件 $\phi = 0$, 而 $k > 1$, 那么,当此系统闭合时,如果

$$\left. \frac{\partial \phi}{\partial \omega} \right|_{\omega = \omega_0} < 0,$$

在系统内部将会在该频率上产生稳定的自激

振荡。

对内跟踪的基本要求可以简述为：开环系统的传输系数必须满足仅仅在某一频率上产生自激振荡的条件，且在该频率上换能器的振动幅度最大。

当振动系统失谐时，超声设备的加工效率将依赖于工具头的振幅变化。评价这种现象及频率或振幅相对于标称值的允许偏移率是很重要的。

当换能器的供电频率固定时，换能器共振频率的漂移将使换能器振幅减小，传送到负载上的有效功率减小，因而导致加工效果的变差。振幅减小量由换能器固有频率漂移及其机械支路品质因数确定。

从换能器固有频率在其供电频率附近漂移的观点来看，超声工艺设备稳定工作依赖于工作过程中换能器固有频率相对其起始值 f_0 的最大漂移 Δf_0 （即 $\Delta f_0 = f_{0\max} - f_0$ ，这里 $f_{0\max}$ 是漂移的最高频率），以及依赖于换能器的有效带宽 $2\Delta f$ ，在此带宽范围内，换能器工作部件的振幅不会下降得比允许数值 $A_s = k_s A_0$ （ A_0 是共振频率上的幅度）小，此时也不会发生加工效率明显下降。显然，如果满足条件 $\Delta f_0 \leq \Delta f$ ，那么频率跟踪便不需要了。

量 $2\Delta f$ 取决于换能器的品质因数、加工方式和系数 k_s 。当采用低Q换能器（如超声清洗设备）时，条件 $\Delta f_0 \leq \Delta f$ 极易满足。对带有声波导的声学系统（如机械加工）及自然冷却的组合型压电陶瓷换能器来说，多半是 $\Delta f_0 > \Delta f$ 。

既然希望超声设备的工作具有最大效率，因此采用频率固定的振荡器就并非任何时候都是合适的，因为换能器共振频率的漂移，破坏了最佳工作状态。因此自动频率跟踪在超声振荡器中具有重要意义。

自动频率跟踪必需通过振荡器频率 f_s 和换能器共振频率 f_0 自动接近来确保换能器的工作部件维持最大振幅，或者更确切地说是

维持最大振动速度。若所有情况下 $f_s = f_0$ ，则自动跟踪是理想的。实际上，系统品质因数的变化，系统内部都存在的起伏和相移，都将造成剩余的频率失谐 $\Delta f_1 = f_0 - f_s$ 。显然，当满足条件 $\Delta f_1 \leq \Delta f$ 时，系统将处在最佳工作状态。换能器的有效带宽 $2\Delta f$ 依赖于其机械支路品质因数Q及已给定的数值 $k = k_s$ ，可确定如下：

$$2\Delta f = \frac{f_0}{Q} \sqrt{\frac{1}{k^2} - 1}$$

自动频率跟踪的任务在于提取与换能器机械振动成比例的信号，并将振荡器的频率调谐到和最强振动相应的频率上。这里最重要的是正比于换能器振动幅度的信号的获取方法，这方面，提取与换能器机械支路振荡电流成比例的信号的最好方法是补偿换能器支路的无功和有功成分，而且希望不只在—个频率上，而是在整个频段内补偿。

利用电声换能器获取反馈信号的方法，虽说能直接提供关于换能器振动的信息，但其结构十分复杂，为了避免频率误差，需要将机械振动的传感器固定到换能器的工作部件上，这不是任何时候都可以做到的。此外，这类传感器的输出信号极微弱（除共振外），需要附加放大。实际上以上两种方法都有应用，但近年来，偏重于前一种间接的、也是比较简便的方法。

二、带有共振传感器的声反馈

带有共振传感器的声反馈系统的一种形式是将三个（而不是一个）磁致伸缩换能器焊到一个聚能器上，其中两个用来将电能转换成聚能器的超声振动，而第三个（截面较小，但共振频率与前两个相同）则将超声振动换成反馈电动势，它根据反磁致伸缩效应原理起接收声能的作用。

如果假定在辐射换能器和接收换能器之间没有电与磁的耦合，那么从接收换能器绕

组上得到的电压幅值,将正比于聚能器机械振动的幅值。为了满足振荡器自激条件,振荡器输出端的电压相位应与接收绕组上的电压相位一致。但实际上这两个电压相位一致并非发生在机械共振频率上,而是在较高的频率上。接入接收绕组中的电阻越小,这两个频率的差值(相移)也越小,这一点由图₂接收换能器等效电路即可说明,这里E是利用反磁致伸缩效应得到的、正比于聚能器振幅的电动势;L, C, R是声反馈传感器振动系统的参数;L_e和R_e是传感器的电感和电损耗;R_L是反馈电路的负载;U_{fb}是反馈电压。

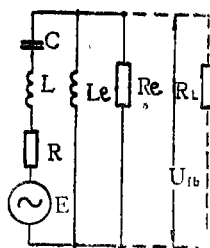


图 2

可见,当共振时($\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0$),在U_{fb}和E之间的相移在绕组L开路时才等于零;假如 $R_L R_e / (R_L + R_e) \ll \omega L_e$,则相移接近于零。

对这类自动跟踪系统的分析和使用表明,振荡器有可能在二个频率上建立稳定的自激振荡。因为系统的幅度—相位特性有两个点满足幅度及相位平衡。振荡器刚接通时,系统在较高的频率上自激。聚能器发热后,振荡频率降低,有可能跳到较低的频率上。在板极或阴极电路中接入谐振回路,可以消除这种跳变,但回路的品质因数应当低于换能器的机械品质因数,以消除回路对自动频率跟踪的影响。这种谐振回路也可以用来校正由磁致伸缩换能器及线路其它电抗元件引起的相移。

在用电压换能器工作的场合,同样可以

采用共振传感器来实现声反馈。

三、获取电反馈信号的补偿线路

这类线路中最常用的是桥式线路以及具有差动变压器和平衡电感(或电容)的桥式线路。这类线路的优点在于对换能器电参数的补偿不只在—个频率上,而是在—个频段内。

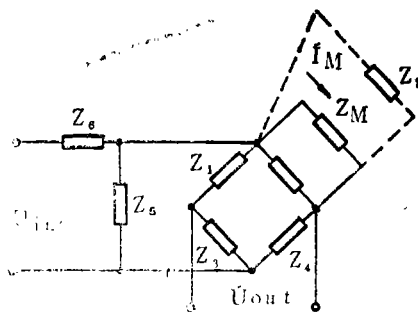


图 3

图3为获取反馈信号的桥式线路。Z₁, Z₂, Z₃, Z₄是作为桥臂的复数阻抗,其中Z₂代表电声换能器的阻抗,它由机械阻抗Z_M和电阻Z_e两个支路组成。阻抗Z₅和Z₆用来补偿电桥的电抗。电压U_{in}是加到电桥的电压,U_{out}是电桥的反馈电压,假如使Z₅=0, Z₆=∞那么

$$\dot{U}_{out} = \dot{U}_{in} \frac{Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3}{(Z_1 + Z_3)(Z_2 + Z_4)}$$

这里 $Z_2 = Z_M Z_e / (Z_M + Z_e)$ 。

若 $Z_M \gg Z_e$,则 $Z_2 = Z_e Z_3$ (考虑到 $Z_e i^p = Z$ 又可表为 $Z_1 Z_4 = Z_e Z_3$ 和 $\phi_1 - \phi_4 = \phi_1 - \phi_3$),将保证电桥平衡及U_{out}=0。据此即可实现换能器电抗成分的补偿。这种补偿有可能做到与频率无关取决于Z₁、Z₃、Z₄的特性,从而保证线路工作在宽的频段内。

—般情况下, U_{out}≠0,因为流经换能器机械支路的电流I_M使电桥失去平衡,此时

$$\dot{U}_{out} = \dot{I}_M \frac{(Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3)(Z_M + Z_e)}{(Z_1 + Z_3)(Z_2 + Z_4)}。$$

可见, $\dot{U}_{out} = f(\dot{I}_M)$ 。当 $Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3$ 时, $\dot{U}_{out}$ 的幅度和相位将取决于 $\dot{I}_M$ 流过的电路参数, 也即阻抗 Z_M 、 Z_4 和电流 $\dot{I}_M$ 的数值。

可以证明, 当电桥平衡时,

$$\dot{U}_{out} \approx \dot{U}_{in} \frac{Z_4}{Z_M} = \dot{I}_M Z_4$$

考虑到 $I_M = I_{M0} e^{j\phi_1}$ 及 $Z_4 = Z_4 e^{j\phi_2}$, 那么

$$U_{out} = I_M Z_4 e^{(j\phi_1 + j\phi_2)} = I_M Z_4 e^{j\phi}$$

当输入信号频率等于换能器的机械共振频率及没有声负载时(即 $Z_M = r_M$, r_M 是换能器空载机械损耗),

$$\phi_1 = 0, U_{out} = I_M Z_4 e^{j\phi_2} \quad (1)$$

式(1)表明, 当 $\phi_2 \neq 0$ 时, 电桥将出现频率失调。显然, 自动频率跟踪线路的最佳工作条件是 $\phi_2 = 0$ 。因此, 希望 $Z_4 = R$ 。

具有差动变压器的反馈信号提取线路可以接成电桥线路(图4), 假如对此线路满足条件 $w_2 \dot{I}_c = w_1 \dot{I}_e$ (这里 w_1 和 w_2 为初级绕组两部分的匝数), 那么, 次级绕组将感生出正比于机械支路电流的电动势。

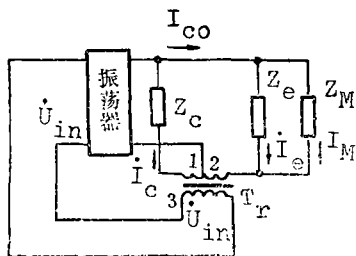


图 4

换能器的机械支路由 $X_c - wL - \frac{1}{wC}$ 和

r 串联代表 (r 等于损耗电阻 r_M 和辐射电阻 r_L 之和)。假如用电动势源 $\dot{E}$ 和内阻 R_i 来代替振荡器, 那么, 相位平衡仅仅取决于负载的相位 $\phi_L = \arctg(\frac{X_M}{r})$ 。假定从变压器输出端到

振荡器输入端馈送一电压 U_{in} , 其频率低于换能器共振频率, 此时负载阻抗将呈现容

性, 电流 $\dot{I}_M$ 将超前于 $\dot{E}$ 一个角度

$$\phi = \arctg \frac{X_M}{R_i + r}$$

这样, 相位与 $\dot{I}_M$ 吻合的反馈电压 $\dot{U}_{in}$ 将超前于原先的输入电压 U_{in} , 振荡频率就增高。当 $f > f_0$ 时 (f_0 是换能器共振频率), 负载特性变为感性, $\dot{I}_M$ 和 $\dot{U}'_{in}$ 将落后于 E 一个相角 ϕ , 振荡频率将减小。

一般情况下 $\phi < \phi_M$, 这一点决定了振荡器频率 f_{gh} 和 f_0 之间有剩余失调。但是, 当满足条件 $R_i < r$ 时, 可以认为 $\phi_M \approx \phi$, 从而 $f_g = f_0$ 。在机械共振频率上, 换能器的全电流 $\dot{I}_{co} = \dot{I}_c + \dot{I}_M$; 而在远离共振的频率上 (此时 $Z_M \rightarrow \infty$), 电流 $\dot{I}_M \approx 0$, 故 $\dot{I}_{co} \approx \dot{I}_c$ 。

变压器输出绕组被接至振荡器的输入端, 输入阻抗 R_{in} 即是其负载。 R_{in} 变换到原边 1 和 2, 相应为 R'_{in} 和 R''_{in} 。计及 R_{in} 、 Z_c 及 Z_e 的实部和虚部, 此线路实质上就成了电桥。其平衡条件为

$$Z_c R''_{in} = Z_e R'_{in};$$

$$\phi_{zc} + \phi R''_{in} = \phi_{ze} + \phi R'_{in}$$

应当指出, 这种线路较之通常的电桥线路更方便, 因为它提供了灵活的匹配条件, 无论跟负载电路匹配, 还是跟反馈电路匹配。

换能器电支路的电流补偿条件可以表达如下:

$$\frac{R'_{in}}{R''_{in}} = \frac{R_c}{R_e} = \frac{X_c}{X_e} = K, \quad (2)$$

这里, 是系数, 等于电支路与补偿支路的阻抗比。等式(2)表明, 假如电抗 X_c 和 X_e 符号相同, 将保证线路工作与频率无关。

可以指出, $R'_{in}/R''_{in} = n_2^2/n_1^2$, 这里变比 $n_1 = w_3/w_1$, $n_2 = w_3/w_2$, 而 $n_2/n_1 = \sqrt{k}$ (通常取 $k = 10 \sim 30$)。

当满足条件(2)时, 电桥平衡, 电压 $U'_{in} = 0$ 。当出现电流 I_M 时, 在 R''_{in} 上将产

(下转第29页)

利用84-1型超声波声速测量仪中的脉冲迭加法(PS)精密地测定了钢试样中的声速随应力的变化。

实经中的载荷安排:最大压缩应力为110 MPa, 测量间距为10 MPa。测量声速变化的精度优于 2×10^{-7} [5], 理论计算与实际测量结果见图3。图中直线为理论值, “•”为纵波速度 V_L 的测量值, “□”为切变波速度 V_{SY} 的测量值, “○”为切变波速度 V_{SX} 的测量值。实测结果与计算值吻合得很好。同时, 我们从图3中还可以看到在钢试样的弹性限度内, 试样的纵波和切变波速度与应力大小呈线性关系, 其中振动方向与应力轴一致的那个切变波的波速变化最大, 而其它两种波的波速变化较小。

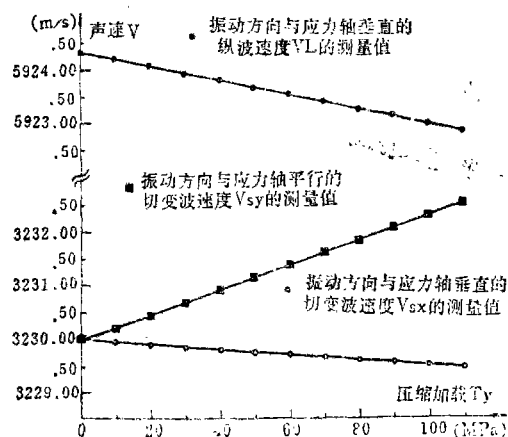


图3 45号钢试样的应力—声速的测量值与计算值

(上接第48页)

生未被左边支路补偿的电压降, 由此在变压器次级绕组提取出电压:

$$U'_{ia} = n_2 I_M R''_{ia0}$$

当给定电声换能器的参数, 並已知振荡器的输入参数时, 反馈跟踪电路的计算将归结为确定补偿参数 R_e , X_e 及差动变压器的数据。对压电陶瓷换能器而言, 介电损耗由电

四、结论

利用超声方法测量材料的应力是一项有前途的超声检测技术。声弹性理论可严格地给出超声纵波和切变波速度与静压力、轴向应力和平面应力的关系。文章提出了超声应力测量的方法和步骤, 并利用具有脉冲回波重合法(PEO)和脉冲迭加法(PS)的84-1型超声波声速测量仪和材料力学试验机, 测定了45号钢(供应态)在轴向应力状态下的声速及其随应力的变化, 计算了材料的二阶和三阶弹性常数。应力—声速变化的测量值与理论值相吻合。

本项工作是在魏墨璽教授的指导下完成的, 在此表示衷心的感谢。

参考文献

- [1] Filon L.N.G Photoelasticity (1941) 10
- [2] OKa s Zeit. Phys. 116 (1940) 632
- [3] 朱森第 《无损检测》 [4—5 (1982) 1
- [4] Crecraft D. Ultrasonic Testing (1982) 449
- [5] Wang Yinguan Wei Moan Proceedings of China—Japan Joint Symposium on Acoustics (1985) 44
- [6] Murnaghan F.D. Finite Deformation of a Elastic Solrd (1951) 35
- [7] Hughes D.S. Kelly J.I. Phys. Rev 92 (1953) 1145
- [8] Bach F. Exp. Mech 19—2 (1979) 69
- [8] Kino G.S. J. Appl. Phys 50—4 (1979) 2607

阻 R_e 表征通常很小。因此, 压电陶瓷换能器的电损耗的实部照常规不予补偿。使用平衡电感的线路因调谐复杂未得到普及。

*译者注: $k_a = \frac{A_a}{A_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\Delta f_a / f_0 Q)^2}}$, A_a 是

允许的换能器幅振, A_0 是共振频率上的换能器振幅。对清洗设备 $k_a = 0.6 \sim 0.8$, 对高Q值换能器 $k_a = 0.800 \sim 0.98$ 。