

电感式传感器是利用电磁感应把被测物理量(如位移、压力、流量、振动等)转换为线圈的自感系数 L 或互感系数 M 的变化,再由测量电路转换为电压或电流的变化量输出,实现非电量到电量的转换。

电感式传感器的优点是结构简单可靠,输出功率大,抗干扰能力强,对工作环境要求不高,分辨力较高(如在测量长度时一般可达 $0.1\mu\text{m}$),示值误差一般为示值范围的 $0.1\% \sim 0.5\%$,稳定性好,重复性好,线性度优良,在一定位移范围内,输出的线性度较好。

它的缺点是频率响应低,不宜用于快速动态测量。一般来说,电感式传感器的分辨力和示值误差与示值范围有关。示值范围大时,分辨力和示值将相应降低。

电感式传感器的种类很多。有利用自感原理的电感式传感器(通常称为自感式传感器)以及利用互感原理做成的差动变压器式传感器。此外,还有利用涡流原理的涡流式传感器、利用压磁原理的压磁式传感器、利用互感原理的感应同步器等。

5.1 自感式传感器

5.1.1 工作原理

自感式传感器的原理结构如图 5-1 所示,其中 B 为动铁心(通称衔铁),A 为固定铁心。这两个部件一般为硅钢片和坡莫合金叠片。动铁心 B 用拉簧定位,使 AB 间保持距离 l_0 ,铁心截面积在 A 上绕有 N 匝线圈。工作时衔铁与被测体接触。被测体的位移引起气隙磁阻发生变化,从而使线圈电感发生变化。当传感器线圈与测量电路连接后,可将电感的变化转换为电压、电流或频率的变化,从而完成非电量到电量的转换。具体实现过程如下。

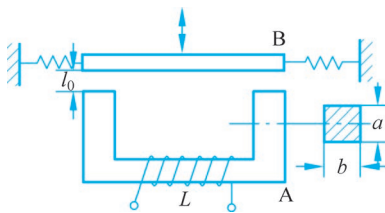


图 5-1 自感式传感器的原理结构

可由电感的定义写出电感值表达式为

$$L = \frac{\psi}{I} = \frac{N\Phi}{I} \quad (5-1)$$

其中, ψ 为穿过线圈的总磁链; Φ 为穿过线圈的磁通; I 为线圈中流过的电流。

又知

$$\Phi = \frac{NI}{R_m} \quad (5-2)$$

其中, NI 为磁动势; R_m 为磁阻, 其值为

$$R_m = \sum_{i=1}^n \frac{l_i}{\mu_i S_i} + 2 \frac{l_0}{\mu_0 S_0} \quad (5-3)$$

其中, l_i 、 S_i 和 μ_i 分别为铁心中磁通路上第 i 段的长度、截面积和磁导率; l_0 、 S_0 、 μ_0 分别为空气隙的长度、等效截面积和磁导率($\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$)。

当铁心工作在非饱和状态时, 铁心的磁导率远大于空气磁导率 μ_0 , 因此, 式(5-3)中以第 2 项为主, 第 1 项可略去不计, 且将式(5-1)和式(5-2)代入式(5-3)中, 则有

$$L = \frac{N^2 \mu_0 S_0}{2l_0} \quad (5-4)$$

如图 5-2 所示, 电感值与以下几个参数有关: 电感 L 是气隙截面积 S 和气隙长度 l_0 的函数, 即 $L = f(S, l_0)$ 。当被测量(位移)发生变化时, S 保持不变, 仅衔铁与铁心之间的气隙长度发生改变, L 为 l_0 的单值函数, 这种结构的传感器称为气隙型电感传感器, 如图 5-3(a)所示。若保持 l_0 不变, 使 S 随位移变化, 这种结构的传感器称为截面型电感传感器, 如图 5-3(b)所示。

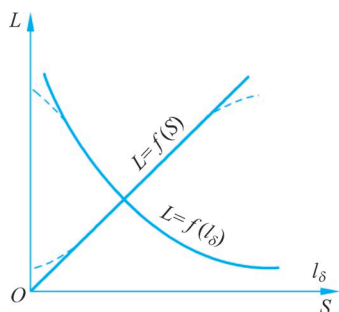


图 5-2 气隙型电感传感器特性曲线

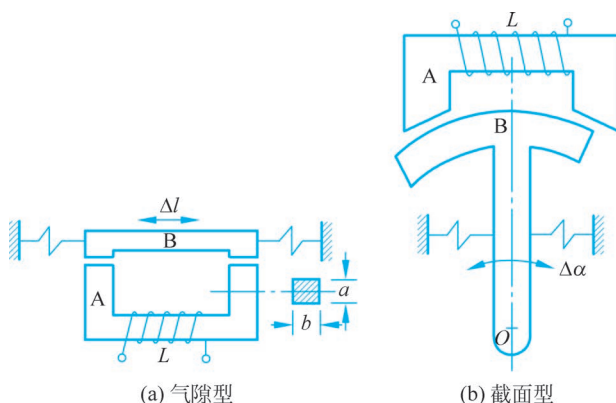


图 5-3 气隙型和截面型电感传感器

5.1.2 灵敏度及非线性

由式(5-4)可知, 改变空气隙等效截面积 S_0 类型的传感器的转换关系为线性关系; 改变空气隙长度 l_0 类型的传感器的转换关系为非线性关系。设 Δl 为气隙改变量, 则

$$L_0 = \frac{N^2 \mu_0 S_0}{2l_0} \quad (5-5)$$

$$\Delta L = L - L_0 = \frac{N^2 \mu_0 S_0}{2(l_0 + \Delta l)} - \frac{N^2 \mu_0 S_0}{2l_0} = \frac{N^2 \mu_0 S_0}{2l_0} \left(\frac{l_0}{l_0 + \Delta l} - 1 \right) \quad (5-6)$$

电感的相对变化为

$$\frac{\Delta L}{L_0} = \frac{l_0}{l_0 + \Delta l} - 1 = -\frac{\Delta l}{l_0 + \Delta l} = \left(\frac{-\Delta l}{l_0} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{\Delta l}{l_0}} \right) \quad (5-7)$$

当 $\frac{\Delta l}{l_0} \ll 1$ 时, 可将式(5-7)展开为级数形式

$$\begin{aligned} \frac{\Delta L}{L_0} &= \left(\frac{-\Delta l}{l_0} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{\Delta l}{l_0}} \right) = \left(\frac{-\Delta l}{l_0} \right) \left[1 + \left(\frac{-\Delta l}{l_0} \right) + \left(\frac{-\Delta l}{l_0} \right)^2 + \left(\frac{-\Delta l}{l_0} \right)^3 + \dots \right] \\ &= -\frac{\Delta l}{l_0} + \left(\frac{\Delta l}{l_0} \right)^2 - \left(\frac{\Delta l}{l_0} \right)^3 + \dots \end{aligned} \quad (5-8)$$

当衔铁上移 Δl 时, 传感器气隙增大 Δl , 电感量减小, 此时取 $\Delta l > 0$; 当衔铁下移 Δl 时, 传感器气隙减少 Δl , 电感量增加, 此时取 $\Delta l < 0$ 。

气隙型灵敏度为

$$K_L = \frac{\Delta L}{\Delta l} = -\frac{L_0}{l_0} \left[1 - \frac{\Delta l}{l_0} + \left(\frac{\Delta l}{l_0} \right)^2 + \dots \right] \quad (5-9)$$

以上结论在满足 $\frac{\Delta l}{l_0} \ll 1$ 时成立。忽略二次以上的高次项而进行线性处理时, ΔL 与 Δl 呈线性关系, 即

$$\frac{\Delta L}{L_0} \doteq -\frac{\Delta l}{l_0}$$

由此可见, 高次项是造成非线性的主要原因。 $\frac{\Delta l}{l_0}$ 越小, 这种线性化处理带来的非线性误差越小。从提高灵敏度的角度看, 初始空气隙距离 l_0 应尽量小。其结果是被测量的范围也变小, 同时, 灵敏度的非线性也将增加。这说明了输出非线性与灵敏度之间存在矛盾。

如采用增大空气隙等效截面积和增加线圈匝数的方法提高灵敏度, 则必将增大传感器的几何尺寸和重量。这些矛盾在设计传感器时应适当考虑。与截面型自感式传感器相比, 气隙型传感器的灵敏度较高。但其非线性严重, 自由行程小, 制造装配困难。因此, 近年来这种类型的使用逐渐减少。

为了减少非线性误差, 实际测量中广泛采用差动式电感传感器, 即利用两只完全对称的单个电感传感器合用一个活动衔铁, 这样就构成了差动式电感, 如图 5-4 所示。在这里, 固定铁心上有两组线圈, 调整可动铁心 B, 使之在没有被测量输入时两组线圈的电感值相等; 当有被测量输入时, 一组自感增大, 而另一组将减小。

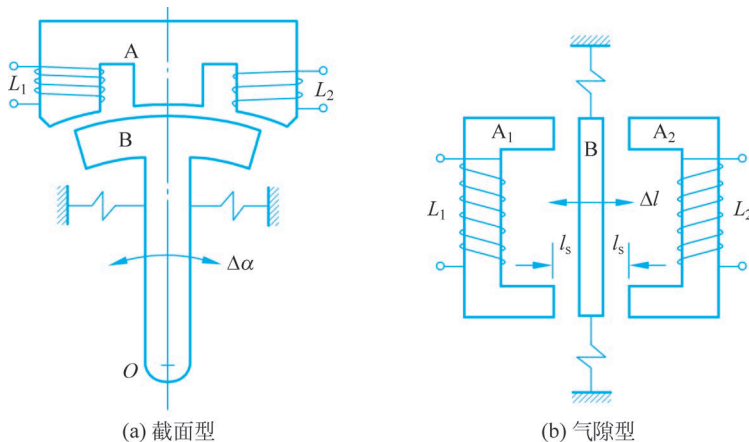


图 5-4 差动式电感传感器

初始状态时,衔铁位于中间位置,两边气隙相等。因此,两只电感线圈的电感量相等。当衔铁偏离中间位置,向上或向下移动时,造成两边气隙不一样,使两只电感线圈的电感量一增一减,衔铁带动机构就可以测量多种非电量,如位移、液面高度、速度等。

当构成差动式电感传感器,且形成电桥形式后,电桥输出电压将与 ΔL 有关,即

$$L_1 = \frac{\mu_0 S_0 N^2}{2(l_0 + \Delta l)} \quad (5-10)$$

$$L_2 = \frac{\mu_0 S_0 N^2}{2(l_0 - \Delta l)} \quad (5-11)$$

此处假设 $\Delta l > 0$, 则

$$\Delta L = L_2 - L_1 = \frac{\mu_0 S_0 N^2}{2(l_0 - \Delta l)} - \frac{\mu_0 S_0 N^2}{2(l_0 + \Delta l)} = 2L_0 \left[\frac{\Delta l}{l_0} + \left(\frac{\Delta l}{l_0} \right)^3 + \left(\frac{\Delta l}{l_0} \right)^5 + \dots \right] \quad (5-12)$$

其中, L_0 为衔铁在中间位置时, 单个线圈的电感量。

从式(5-12)可知, 不存在偶次项, 显然, 差动式电感传感器的非线性在 $\pm \Delta l$ 工作范围内要比单个电感线圈小很多。对差动式传感器, 其灵敏度为

$$K'_L = \frac{\Delta L}{\Delta l} = -\frac{2L_0}{l_0} \left[1 + \left(\frac{\Delta l}{l_0} \right)^2 + \dots \right] \quad (5-13)$$

与单极式比较, 其灵敏度提高一倍, 非线性大大降低。

5.1.3 等效电路

前面分析电感式传感器工作原理时, 假设电感线圈为一个理想电感, 但在实际传感器

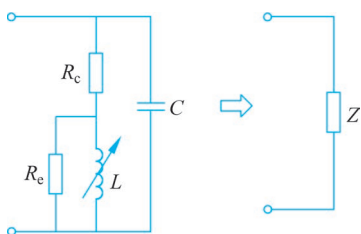


图 5-5 电感线圈等效电路

中, 自感式传感器从电路角度来看并非纯电感, 它既有线圈的铜耗, 又有铁心的涡流和磁滞损耗, 这可用折合的有功电阻 R_q 表示。此外, 无功阻抗除电感之外还包括绕组间分布电容。这部分电容用参数 C 表示, 一个电感线圈的完整等效电路可用图 5-5 表示。

1. 铜耗电阻

导线直径为 d 、电阻率为 ρ_c 、匝数为 N 的线圈, 当忽略导线集肤效应时, 线圈电阻为

$$R_c = \frac{4\rho_c N l_{cp}}{\pi d^2} \quad (5-14)$$

其中, l_{cp} 为线圈的平均匝长。

2. 涡流损耗电阻 R_e

如果铁心由某种磁材料片叠压制成, 且每片叠片厚度为 t (单位为 m), 则等效电路中代表铁心磁体中涡流损耗的并联电阻 R_e 为

$$R_e = \frac{2h}{t} \frac{\cosh\left(\frac{t}{h}\right) - \cos\left(\frac{t}{h}\right)}{\sinh\left(\frac{t}{h}\right) - \sin\left(\frac{t}{h}\right)} \omega L \quad (5-15)$$

其中, h 为涡流的穿透深度, 可用式(5-16)表示。

$$h = \sqrt{\frac{\rho_i}{\pi \mu f}} \quad (5-16)$$

其中, ρ_i 为导磁体材料的电阻率。

当涡流穿透深度小于薄片厚度的一半, 即 $t/h < 2$ 时, 式(5-15)可以简化为

$$R_e = \frac{6}{\left(\frac{t}{h}\right)^2} \omega L \quad (5-17)$$

将式(5-16)和 $L = \frac{\mu S N^2}{l}$ 代入式(5-17)得

$$R_e = \frac{12 \rho_i S N^2}{l t^2} \quad (5-18)$$

由此可见, 铁心叠片的并联涡流损耗电阻 R_e 在铁心材料的使用频率范围内, 不仅与频率无关, 而且与铁心材料的磁导率无关。

3. 并联寄生电容

并联寄生电容主要由线圈的固有电容及电缆分布电容组成。设 $R_s = R_e + R_c$ 为总等效损耗电阻, 在不考虑电容 C 时, 其串联等效阻抗为

$$Z = R_s + j\omega L \quad (5-19)$$

考虑并联电容 C 时, 等效阻抗 Z_p 为

$$\begin{aligned} Z_p &= \frac{(R_s + j\omega L) \frac{1}{j\omega C}}{(R_s + j\omega L) + \frac{1}{j\omega C}} \\ &= \frac{R_s}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega^2 LC/Q)^2} + j \frac{\omega L [(1 - \omega^2 LC) - \omega^2 LC/Q^2]}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega^2 LC/Q)^2} \end{aligned} \quad (5-20)$$

其中, $Q = \omega L / R_s$, 当 $Q \gg 1$ 时, 式(5-20)可简化为

$$Z_p = \frac{R_s}{(1 - \omega^2 LC)^2} + j \frac{\omega L}{(1 - \omega^2 LC)^2} = R_p + j\omega L_p \quad (5-21)$$

由式(5-21)可知, 并联电容 C 的存在使等效损耗电阻和等效电感都增大了, 等效 Q_p 值较之前减少, 为

$$Q_p = \frac{\omega L_p}{R_p} = (1 - \omega^2 LC) Q \quad (5-22)$$

其电感的相对变化为

$$\frac{dL_p}{L_p} = \frac{1}{1 - \omega^2 LC} \frac{dL}{L}$$

式(5-22)表明, 并联电容后, 传感器的灵敏度提高了。因此, 在测量中若需要改变电缆长度, 则应对传感器的灵敏度重新校准。

5.1.4 信号调理电路

自感式传感器实现了将被测量的变化转变为电感量的变化。为了测出电感量的变化, 同时也为了送入下级电路进行放大和处理, 就要用转换电路将电感变化转换为电压(或电

流)变化。把传感器电感接入不同的转换电路后,原则上可将电感变化转换成电压(或电流)的幅值、频率、相位的变化,它们分别称为调幅、调频、调相电路。在自感式传感器中,调幅电路用得较多,调频和调相电路用得较少。

1. 调幅电路

1) 交流电桥

调幅电路的一种主要形式是交流电桥。图 5-6(a)所示为交流电桥的一般形式。桥臂 Z_i 可以是电阻、电抗或阻抗元件。当空载时,其输出称为开路输出电压,表达式为

$$\dot{U}_o = \left(\frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} - \frac{Z_3}{Z_3 + Z_4} \right) \dot{U} = \frac{Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3}{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)} \dot{U} \quad (5-23)$$

其中, $\dot{U}$ 为电源电压。

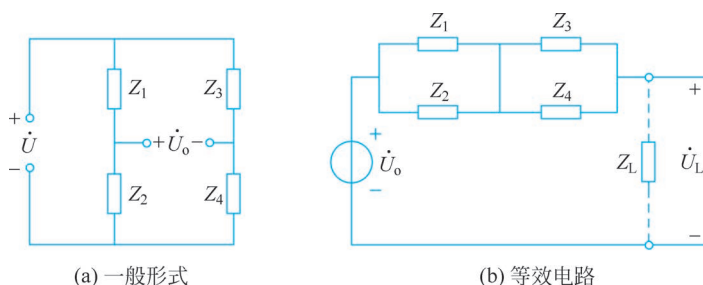


图 5-6 交流电桥的一般形式和等效电路

图 5-6(a)的等效电路如图 5-6(b)所示,即等效为一个具有内阻 $[Z_1 Z_2 / (Z_1 + Z_2) + Z_3 Z_4 / (Z_3 + Z_4)]$ 的电压源 $\dot{U}_o$,当接入负载 Z_L 时,桥路输出电压为

$$\dot{U}_L = \frac{Z_L (Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3) \dot{U}}{Z_L (Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4) + Z_1 Z_2 (Z_3 + Z_4) + Z_3 Z_4 (Z_1 + Z_2)} \quad (5-24)$$

其中, Z_L 为负载阻抗。

当电桥平衡时,即 $Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3$,电桥的空载输出电压和负载输出电压均为零。若电桥臂阻抗的相对变化分别为 $\Delta Z_1 / Z_1$ 、 $\Delta Z_2 / Z_2$ 、 $\Delta Z_3 / Z_3$ 和 $\Delta Z_4 / Z_4$,则由式(5-23)和式(5-24)可得出电桥的输出电压为

$$\dot{U}_o = \left[\frac{\Delta Z_1 / Z_1 + \Delta Z_4 / Z_4}{(1 + Z_2 / Z_1)(1 + Z_3 / Z_4)} - \frac{\Delta Z_2 / Z_2 + \Delta Z_3 / Z_3}{(1 + Z_1 / Z_2)(1 + Z_4 / Z_3)} \right] \dot{U} \quad (5-25)$$

$$\dot{U}_L = \left[\frac{\Delta Z_1 / Z_1 + \Delta Z_4 / Z_4}{Z_L (1 + Z_2 / Z_1)(1 + Z_3 / Z_4) + (Z_2 / Z_4)} \right] \dot{U} \quad (5-26)$$

式中忽略了分母中较小的 $\Delta Z / Z$ 的二次项。

实际应用中,交流电桥常和差动式电感传感器配用,传感器的两个电感线圈作为电桥的两个工作臂,电桥的平衡臂可以是纯电阻,或者是变压器的两个二次侧线圈,如图 5-7 所示。

在图 5-7(a)中, R_1 和 R_2 为平衡电阻, Z_1 和 Z_2 为工作臂,即传感器的阻抗。其值可写成

$$Z_1 = r_1 + j\omega L_1, \quad Z_2 = r_2 + j\omega L_2$$

其中, r_1 和 r_2 为串联损耗电阻; L_1 和 L_2 为线圈电感; ω 为电源角频率。

一般情况下,取 $R_1 = R_2 = R$ 。当使电桥处于初始平衡状态时, $Z_1 = Z_2 = Z$ 。工作时传

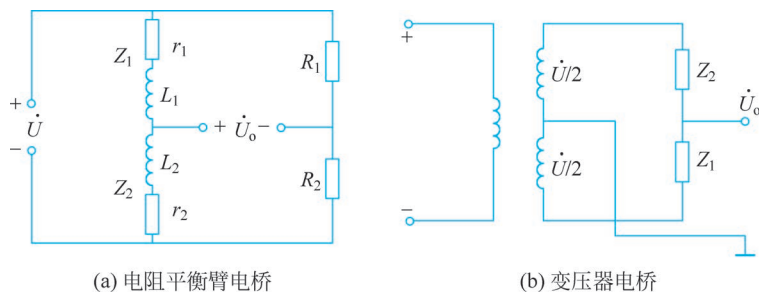


图 5-7 交流电桥的两种实用形式

传感器的衔铁由初始平衡零点产生位移,则

$$Z_1 = Z + \Delta Z, \quad Z_2 = Z - \Delta Z$$

代入式(5-25)和式(5-26)可得

$$\dot{U}_o = \frac{\Delta Z}{2Z} \dot{U} = \frac{\dot{U}}{2} \cdot \frac{\Delta r + j\omega \Delta L}{r + j\omega L} \quad (5-27)$$

$$\dot{U}_L = \frac{R_L}{2R_L + R + Z} \cdot \frac{\Delta Z}{Z} \dot{U} \quad (5-28)$$

其中, R_L 为负载电阻。

式(5-27)经变换和整理后可写成

$$\dot{U}_o = \frac{\dot{U}}{2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{Q^2}} \left[\left(\frac{1}{Q^2} \cdot \frac{\Delta r}{r} + \frac{\Delta L}{L} \right) + j \frac{1}{Q} \left(\frac{\Delta L}{L} - \frac{\Delta r}{r} \right) \right] \quad (5-29)$$

其中, $Q = \frac{\omega L}{r}$ 为电感线圈的品质因数。

由式(5-29)可以得出以下结论。

(1) 桥路输出电压 $\dot{U}_o$ 包含与电源 $\dot{U}$ 同相和正交的两个分量。在实际测量系统中,只希望有同相分量。从式(5-29)可以看出,如果能使 $\frac{\Delta L}{L} = \frac{\Delta r}{r}$, 或者 Q 值比较大,均能达到此目的。但在实际工作时, $\frac{\Delta r}{r}$ 一般很小,所以就要求有很高的品质因素 Q 。当 Q 值很高时,有

$$\dot{U}_o = \frac{\dot{U}}{2} \cdot \frac{\Delta L}{L} \quad (5-30)$$

(2) 当 Q 值很低时,电感线圈的电感远小于电阻,电感线圈相当于纯电阻的情况,即 $\Delta Z = \Delta r$, 交流电桥即为电阻电桥。例如,应变电阻测量仪就是如此,此时输出电压为

$$\dot{U}_o = \frac{\dot{U}}{2} \cdot \frac{\Delta r}{r} \quad (5-31)$$

2) 变压器电桥

图 5-7(b)所示为变压器电桥, Z_1 和 Z_2 为传感器两个线圈的阻抗,另两臂为电源变压器次级线圈的两半,每半的电压为 $\dot{U}/2$ 。输出空载电压为

$$\dot{U}_o = \frac{\dot{U}}{Z_1 + Z_2} \cdot Z_1 - \frac{\dot{U}}{2} = \frac{\dot{U}}{2} \cdot \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (5-32)$$

在初始平衡状态, $Z_1 = Z_2 = Z, U_o = 0$ 。当衔铁偏离中心零点时, $Z_1 = Z + \Delta Z$, 将 $Z_2 = Z - \Delta Z$ 代入式(5-32)可得

$$\dot{U}_o = \frac{\dot{U}}{2} \cdot \frac{\Delta Z}{Z} \quad (5-33)$$

可见, 这种桥路的空载输出电压表达式与上一种完全一样。但这种桥路与上一种相比, 使用元件少, 输出阻抗小, 因此获得广泛应用。

3) 谐振式调幅电路

图 5-8(a)所示为另一种调幅电路。这里, 传感器 L 与固定电容 C 、变压器 T 串联在一起, 接入外接电源 u 后, 变压器的次级将有电压 u_o 输出, 输出电压的频率与电源频率相同, 幅值随 L 变化。图 5-8(b)所示为输出电压 u_o 与电感 L 的关系曲线, 其中 L_1 为谐振点的电感值。实际应用时, 可以使用特性曲线一侧接近线性的一段。这种电路的灵敏度很高, 但线性差, 适用于线性度要求不高的场合。

2. 调频电路

调频电路的基本原理是传感器电感 L 变化将引起输出电压频率 f 的变化。一般是把传感器电感 L 和一个固定电容 C 接入一个振荡回路中, 如图 5-9(a)所示, 其振荡频率 $f = 1/(2\pi\sqrt{LC})$ 。当 L 变化时, 振荡频率随之变化, 根据 f 的大小即可测出被测量值。

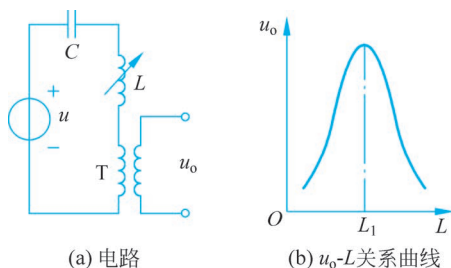


图 5-8 谐振式调幅电路

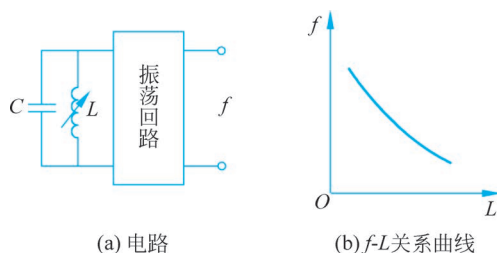


图 5-9 调频电路

当 L 有了微小变化 ΔL 后, 频率变化 Δf 为

$$\Delta f = -\frac{1}{4\pi} (LC)^{-3/2} C \Delta L = -\frac{f}{2} \cdot \frac{\Delta L}{L} \quad (5-34)$$

图 5-9(b)所示为 f 与 L 的关系曲线, 它具有严重的非线性关系, 要求后续电路作适当处理。调频电路只在 f 较大的情况下才能达到较高的精度。例如, 若测量频率的精度为 1Hz, 那么当 $f = 1\text{MHz}$ 时, 相对误差为 10^{-6} 。

3. 调相电路

调相电路的基本原理是传感器电感 L 变化将引起输出电压相位 φ 的变化。图 5-10(a)所示为一个相位电桥, 一臂为传感器 L , 另一臂为固定电阻 R 。设计时使电感线圈具有高品质因数。忽略其损耗电阻, 则电感线圈与固定电阻上压降 $\dot{U}_L$ 与 $\dot{U}_R$ 互相垂直, 如图 5-10(b)所示。当电感 L 变化时, 输出电压 $\dot{U}$ 的幅值不变, 相位角 φ 随之变化。如图 5-10(c)所示, φ 与 L 的关系为

$$\varphi = -2\arctan \frac{\omega L}{R} \quad (5-35)$$

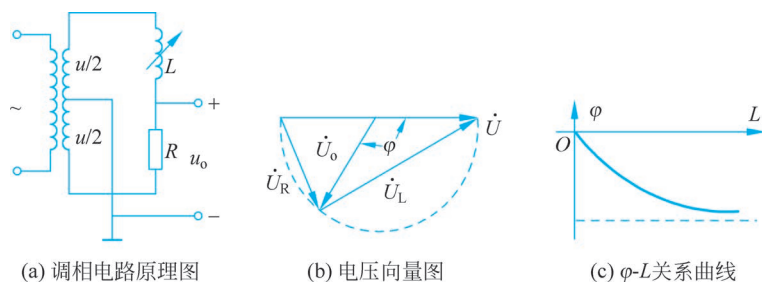


图 5-10 调相电路

其中, ω 为电源角频率。

在这种情况下, 当 L 有微小变化 ΔL 后, 输出电压相位变化 $\Delta\varphi$ 为

$$\Delta\varphi = -\frac{2(\omega L/R)}{1+(\omega L/R)^2} \cdot \frac{\Delta L}{L} \quad (5-36)$$

图 5-10(c) 给出了 $\Delta\varphi$ 与 ΔL 的特性关系。

5.1.5 零点残余电压

当差动变压器的衔铁处于中间位置时, 理想条件下其输出电压为零。但实际上, 当使用桥式电路时, 在零点有一个微小的电压值(从零到数十毫伏)存在。它表现在电桥预平衡时, 无法实现平衡, 最后总要存在着某个输出值 ΔU_0 , 这称为零点残余电压, 如图 5-11 所示。

由于 ΔU_0 的存在, 将造成测量系统存在不灵敏区 Δl_0 , 这限制了系统的最小灵敏度, 同时也影响 ΔU 与 l 之间转换的线性度。造成零点残余电压的主要原因如下。

(1) 一组两个传感器不完全对称, 如几何尺寸不对称、电气参数不对称和磁路参数不对称。

(2) 存在寄生参数。

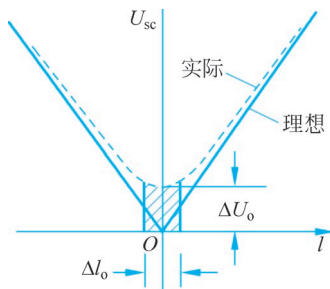
(3) 供电电源中有高次谐波, 而电桥只能对基波较好地预平衡。

(4) 供电电源很好, 但磁路本身存在非线性。

(5) 工频干扰。

克服方法要针对产生的原因而定。对于原因(1), 若在设计及加工时要求严格些, 则必然增加成本; 对于原因(2)和原因(5), 可加屏蔽保护; 对于原因(3), 对供电电源有一定质量要求, 最好不同工频; 对于原因(4), 除选择磁路材料要正确之外, 不要片面为追求灵敏度而过高地提高供电电压。以上措施只能取得一些效果, 因为这些措施都要较多地增加成本。

还可以在线路上采取措施, 如在臂桥上增加调节元件, 这可在电桥的某个臂上并联大电阻减少电容, 也可两者皆用。至于要在哪个臂上并联调节元件, 要并联多大值的元件, 可通过调试来定。为滤掉不平衡电压中的高次谐波, 也可在电桥之后加带通滤波器, 此带通的中心频率可取为桥电源频率, 而带宽由被测信号频率决定。

图 5-11 U_o-l 特性

5.2 互感式传感器

互感式传感器是把被测量的变化转换为变压器的互感变化。变压器初级线圈输入交流电压,次级线圈则互感应出电势。由于变压器的次级用差动形式,故又称为差动变压器。

5.2.1 结构和工作原理

互感式传感器是将非电量转换为线圈间互感 M 的一种磁电结构,其工作原理很像变压器,因此常称为变压器式传感器。这种传感器多采用差动形式。

图 5-12 所示为典型的气隙型差动变压器式传感器的结构原理。其中,A 和 B 为两个山字形固定铁心,在其中各绕有两个线圈; W_{1a} 和 W_{1b} 为一次绕组, W_{2a} 和 W_{2b} 为二次绕组;C 为衔铁。在没有非电量输入时,衔铁 C 与铁心 A、B 的间隔相同,即 $\delta_{a0} = \delta_{b0}$ 。则绕组 W_{1a} 和 W_{1b} 间的互感 M_a 与绕组 W_{2a} 和 W_{2b} 间的互感 M_b 相等。

当衔铁的位置改变($\delta_{a0} \neq \delta_{b0}$)时,则 $M_a \neq M_b$,此互感的差值即可反映被测量的大小。

图 5-13 所示为截面积型差动变压器式传感器。输入被测量为角位移,它是一个山字形铁心上绕有 3 个绕组, W_1 为一次绕组, N_{2a} 和 N_{2b} 为两个二次绕组;衔铁 B 以 O 为轴转动,衔铁转动时由于改变了铁心与衔铁间磁路上的垂直有效面积 S ,也就改变了绕组间的互感,使其中一个增大,另一个减小,因此两个二次绕组中的感应电动势也随之改变。将绕组 N_{2a} 和 N_{2b} 反向串联并测量合成电动势 E_2 ,就可以判断出非电量的大小和方向。

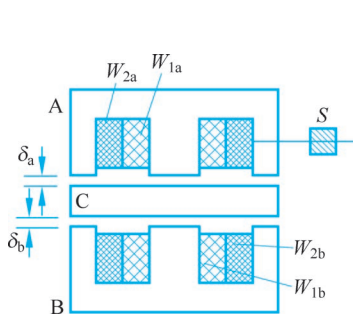


图 5-12 气隙型差动变压器式传感器的结构原理

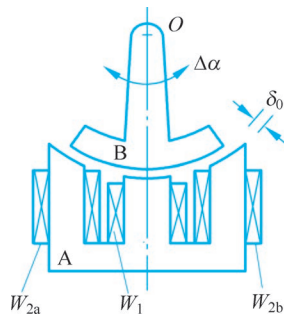


图 5-13 截面积型差动变压器式传感器

5.2.2 等效电路及其特性

1. 等效电路

在忽略线圈寄生电容、铁心损耗、漏磁以及变压器次级开路(或负载阻抗足够大)的情况下,差动变压器的等效电路如图 5-14 所示。 r_1 与 L_1 、 r_{2a} 与 L_{2a} 、 r_{2b} 与 L_{2b} 分别为初级绕组、两个次级绕组的铜电阻与电感。

根据变压器原理,传感器开路输出电压为两次级线圈感应电势之差,即

$$\dot{U}_o = \dot{E}_{2a} - \dot{E}_{2b} = -j\omega(M_a - M_b)\dot{I} \quad (5-37)$$

当衔铁在中间位置时,若两次级线圈参数、磁路尺寸相等,则 $M_a = M_b = M$,于是 $\dot{U}_o = 0$ 。

当衔铁偏离中间位置时, $M_a \neq M_b$, 由于差动工作, 有 $M_a = M + \Delta M_a$, $M_b = M - \Delta M_b$ 在一定范围内, $\Delta M_a = \Delta M_b = \Delta M$, 差值 $(M_a - M_b)$ 与衔铁位移成比例。于是, 输出电压及其有效值分别为

$$\dot{U}_o = -j\omega(M_a - M_b)\dot{I} = -j\omega \frac{2\dot{U}}{r_1 + j\omega L_1} \Delta M \quad (5-38)$$

$$U_o = \frac{2\omega \Delta M U}{\sqrt{r_1^2 + (\omega L_1)^2}} = 2E_{20} \frac{\Delta M}{M} \quad (5-39)$$

其中, E_{20} 为衔铁在中间位置时单个次级线圈的感应电势。

$$E_{20} = \omega M U / \sqrt{r_1^2 + (\omega L_1)^2} \quad (5-40)$$

由式(5-39)可知, 差动变压器的输出特性与初级线圈对两个次级线圈的互感之差 ΔM 有关。结构形式不同, 互感的计算方法也不同。下面以图 5-12 所示的 II 型差动变压器为例分析其输入-输出特性。

2. 输入-输出特性

在忽略线圈铁损(即涡流与磁滞损耗忽略不计)、漏磁以及变压器开路(或负载阻抗足够大)的条件下, 图 5-12 的等效电路如图 5-15 所示。

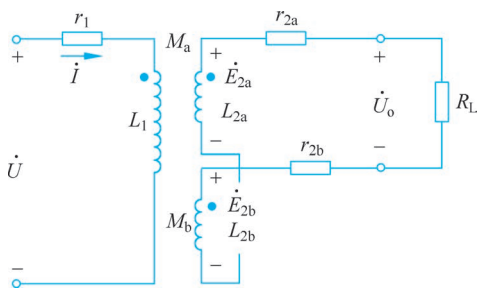


图 5-14 差动变压器的等效电路

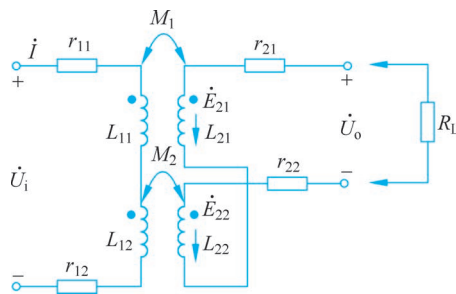


图 5-15 气隙型差动变压器等效电路

设 II 型铁心的截面 S 是均匀的, 初始气隙为 δ_0 ; 两初级线圈顺向串接, 匝数均为 W_1 ; 两次级线圈反向串接, 匝数各为 W_2 ; 电源电压为 $\dot{U}_1$ 。当衔铁上移 $\Delta\delta$, 上气隙变为 $\delta_1 = \delta_0 - \Delta\delta$, 下气隙变为 $\delta_2 = \delta_0 + \Delta\delta$, 上磁路磁阻减小, 下磁路磁阻增加。上、下两个磁回路的磁通相比, $\phi_1 > \phi_2$; 两个线圈的感应电势相比, $E_{21} > E_{22}$ 。输出电压为

$$\dot{U}_o = \dot{E}_{21} - \dot{E}_{22} = -j\omega\dot{I}(M_1 - M_2) \quad (5-41)$$

两个初-次级间的互感为

$$M_1 = \frac{\phi_1}{\dot{I}} = \frac{W_2 \dot{\phi}_{1m}}{\dot{I} \sqrt{2}}, \quad M_2 = \frac{\phi_2}{\dot{I}} = \frac{W_2 \dot{\phi}_{2m}}{\dot{I} \sqrt{2}}$$

其中, ϕ_1 和 ϕ_2 分别为上、下铁心次级线圈中的磁链; $\dot{\phi}_{1m}$ 和 $\dot{\phi}_{2m}$ 分别为上、下铁心中由激励电流 $\dot{I}$ 产生的幅值磁通。因此可得

$$\dot{U}_o = \frac{j\omega W_2}{\sqrt{2}} (\dot{\phi}_{1m} - \dot{\phi}_{2m}) \quad (5-42)$$

在忽略铁心磁阻与漏磁通的情况下,有

$$\begin{cases} \dot{\phi}_{1m} = \sqrt{2} \dot{I} W_1 / R_{\delta 1} \\ \dot{\phi}_{2m} = \sqrt{2} \dot{I} W_1 / R_{\delta 2} \end{cases} \quad (5-43)$$

其中, $R_{\delta 1}$ 、 $R_{\delta 2}$ 分别为上下磁回路中总的气隙磁阻。另外,初级线圈电流为

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}_i}{Z_{11} + Z_{12}} = \frac{\dot{U}_i}{r_{11} + j\omega L_{11} + r_{12} + j\omega L_{12}} \quad (5-44)$$

其中, r_{11} 、 L_{11} 和 Z_{11} 分别为上初级线圈的电阻、电感和复阻抗, $L_{11} = W_1^2 \mu_0 S / (2\delta_1)$; r_{12} 、 L_{12} 和 Z_{12} 分别为下初级线圈的电阻、电感和复阻抗, $L_{12} = W_1^2 \mu_0 S / (2\delta_2)$ 。进一步分析得

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}_i}{r_{11} + r_{12} + j\omega W_1^2 \frac{\mu_0 S}{2} \left(\frac{2\delta_0}{\delta_0^2 - \Delta\delta^2} \right)} \quad (5-45)$$

将式(5-43)和式(5-44)代入式(5-42),得

$$\dot{U} = -j\omega W_1 W_2 \frac{\mu_0 S}{2} \frac{2\Delta\delta}{\delta_0^2 - \Delta\delta^2} \frac{\dot{U}_i}{r_{11} + r_{12} + j\omega W_1^2 \frac{\mu_0 S}{2} \left(\frac{2\delta_0}{\delta_0^2 - \Delta\delta^2} \right)} \quad (5-46)$$

其中,分母中存在 $\Delta\delta^2$ 项,这是造成非线性的因素。如果忽略 $\Delta\delta^2$ 项,并设 $r_{11} = r_{12} = r_1$, $L_0 = W_1^2 \mu_0 S / (2\delta_0)$,式(5-46)可改写并整理为

$$\dot{U}_o = -\dot{U}_i \frac{W_2}{W_1} \frac{j \frac{1}{Q} + 1}{\frac{1}{Q^2} + 1} \frac{\Delta\delta}{\delta_0} \quad (5-47)$$

其中, Q 为线圈的品质因数, $Q = \omega L_0 / r_1$ 。

由式(5-47)可知,输出电压包含两个分量,即与电源电压 $\dot{U}_i$ 同相的基波分量和正交分量,两分量均与气隙的相对变化 $\Delta\delta/\delta_0$ 有关。 Q 值增大,正交分量减小。因此,希望差动变压器的品质因数足够高。当 $Q \gg 1$ 时,则有

$$\dot{U}_o = -\dot{U}_i \frac{W_2}{W_1} \frac{\Delta\delta}{\delta_0} \quad (5-48)$$

式(5-48)表明,输出电压 $\dot{U}_o$ 与衔铁位移 $\Delta\delta$ 成比例。式中负号表明当衔铁向上移动时, $\Delta\delta$ 为正,输出电压 $\dot{U}_o$ 与电源电压 $\dot{U}_i$ 反相;当衔铁向下移动时, $\Delta\delta$ 为负,输出电压 $\dot{U}_o$ 与电源电压 $\dot{U}_i$ 同相。输出特性曲线如图 5-16 所示。

由以上分析结果,对这种传感器有以下结论。

(1) 供电电源必须是稳幅和稳频的。此外,输出的 $\dot{U}_o$ 为交流输出信号,其输出的交流电压只能反映位移 $\Delta\delta$ 的大小,不能反映移动方向,所以一般输出特性为 V 形曲线。为反映铁心移动方向,需要采用相敏检波电路。

(2) 线圈匝数比 W_2/W_1 增大,可以提高灵敏度,使输出 $\dot{U}_o$ 增大。保持其他值不变,增加次级线圈的匝数时,灵敏度 K_E 增大,呈线性关系。但是次级线圈不能无限增加,因为随

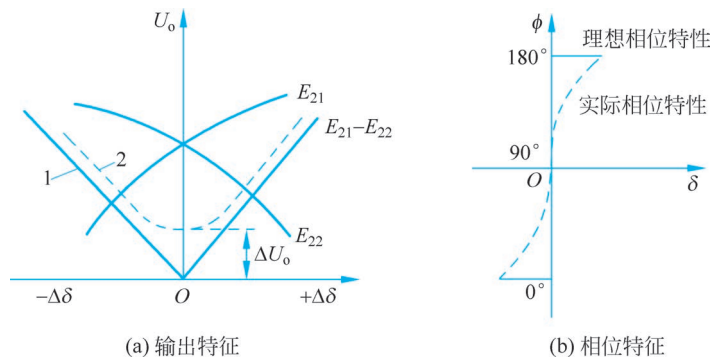


图 5-16 差动变压器的特性

着次级线圈匝数的增加,差动变压器的零点残余电压也增大了。

(3) 初始空气隙 δ_0 不宜过大,否则灵敏度会下降。

(4) 电源的幅值应适当提高,但 U_i 过大,易造成发热而影响稳定性,还可能出现磁饱和,因此应以变压器铁心不饱和以及允许温升为条件,通常取输入激励电压为 $0.5 \sim 8V$,功率限制在 $1VA$ 以下。

(5) 供电电源频率的选取。在低频的情况下,即 $r_1 \gg \omega L_0$,即由式(5-47)可知输出电压 $\dot{U}_o$ 与 ω (即电源频率 f) 呈线性关系,即与灵敏度 S_u 也呈线性关系,如图 5-17(a) 所示。随着频率增高,当频率高于某个值时,由于 $\omega L_1 \gg r_1$ 时,此时可实现灵敏度和相位 θ 与频率无关。一般材料(硅钢片)的传感器在频率 $f > 2000Hz$ 时,可实现灵敏度和相位 θ 与频率无关,如图 5-17(b) 所示。当频率 f 过高时,铁心中损耗将增大,因此灵敏度 S_u 及 Q 值都要下降。一般材料做的传感器一次线圈的供电频率不宜高于 $8kHz$ 。

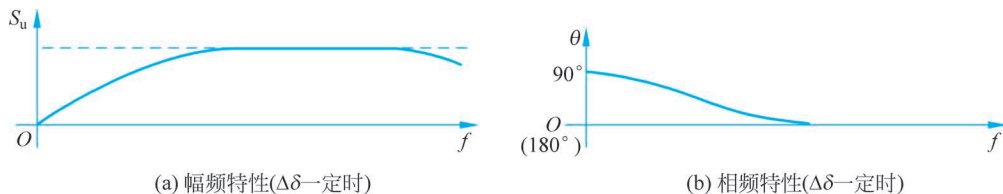


图 5-17 输出信号的幅频、相频特性曲线

(6) 前面的讨论是在略去铁损及线圈中分布电容的情况下进行的。当供电频率较高时,或者虽然供电频率并不高,但采用实心整体铁心时,必须考虑铁损造成的影响,这时灵敏度特性中也将有非线性。

上述推导时假定副端开路,这等于要求二次测量线路有足够大的输入阻抗。使用电子线路时如要求有几十千欧的输入阻抗是完全可以办得到的。但是直接配用输入阻抗不十分高的电压表作为指标器时,就必须考虑副端电流的影响,否则若直接用上述结构会有较大出入。

5.2.3 差动变压器的信号调理电路

差动变压器随衔铁的位移输出一个调幅波,若用交流模拟数字电压表测量,只能反映铁心位移的大小,不能反映移动方向。另外,其测量值中必定含有零点残余电压。为了能辨别

位移方向和消除零点残余电压,实际测量时,常常采用两种测量电路:差动整流电路和相敏检波电路。

1. 差动整流电路

差动整流是常用的电路形式,它对二次绕组线圈的感生电动势分别整流,然后再把两个整流后的电流或电压串成通路合成输出,几种典型的电路如图 5-18 所示。图 5-18(a)和图 5-18(b)用于连接低阻抗负载的场合,是电流输出型;图 5-18(c)和图 5-18(d)用于连接高阻抗负载的场合,是电压输出型。图中可调电阻是用于调整零点输出电压的。

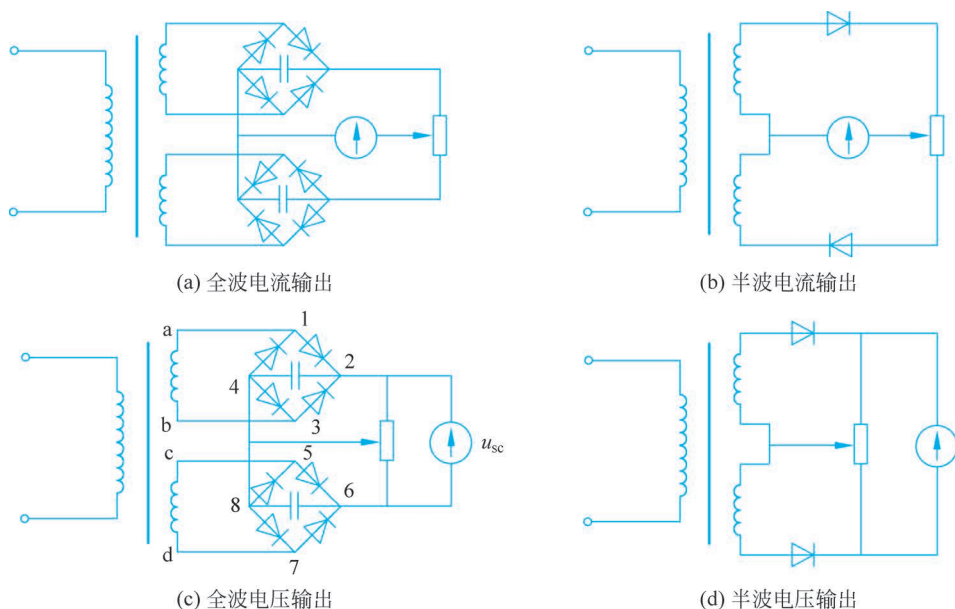


图 5-18 差动整流电路

下面结合图 5-18(c),分析电路工作原理。

假定某瞬间载波为上半周时,上线圈 a 端为正,b 端为负;下线圈 c 端为正,d 端为负。

在上线圈中,电流自 a 点出发,路径为 $a \rightarrow 1 \rightarrow 2 \rightarrow 4 \rightarrow 3 \rightarrow b$,流过电容的电流是由 2 到 4,电容上的电压为 u_{24} 。

在下线圈中,电流自 c 点出发,路径为 $c \rightarrow 5 \rightarrow 6 \rightarrow 8 \rightarrow 7 \rightarrow d$,流过电容的电流是由 6 到 8,电容上的电压为 u_{68} 。

总的输出电压为上述两电压的代数和,即

$$u_{sc} = u_{24} - u_{68} \quad (5-49)$$

当载波为下半周时,上线圈 a 端为负,b 端为正;下线圈 c 端为负,d 端为正。

在上线圈中,电流自 b 点出发,路径为 $b \rightarrow 3 \rightarrow 2 \rightarrow 4 \rightarrow 1 \rightarrow a$,流过电容的电流也是由 2 到 4,电容上的电压为 u_{24} 。

在下线圈中,电流自 d 点出发,路径为 $d \rightarrow 7 \rightarrow 6 \rightarrow 8 \rightarrow 5 \rightarrow c$,流过电容的电流仍是由 6 到 8。电容上的电压为 u_{68} 。

可见不论载波为上半周还是下半周,通过上下线圈所在回路中电容上的电流始终为 $u_{sc} = u_{24} - u_{68}$ 。

当衔铁在零位时, $u_{24} = u_{68}$, 所以 $u_{sc} = 0$; 当衔铁在零位以上时, $u_{24} > u_{68}$, 所以 $u_{sc} > 0$; 当衔铁在零位以下时, $u_{24} < u_{68}$, 所以 $u_{sc} < 0$ 。各节点电压波形图如图 5-19 所示。

差分整流电路结构简单, 一般不需要调整相位, 不需要考虑零位输出的影响。在远距离传输时, 将此电路的整流部分放在差分变压器一端, 整流后的输出线延长, 就可避免感应和引出线分布电容的影响。

2. 相敏检波电路

在动态测量时, 假定位移是正弦波, 即

$$x = x_m \sin \omega t \quad (5-50)$$

差动变压器动态测量时的波形如图 5-20 所示。可以看出, 衔铁在零位以上和零位以下移动时, 二次绕组输出电压的相位角发生 180° 的变化, 因此判别相位的变化就可以判别位移的极性。下面介绍的相敏检波电路正是通过鉴别相位辨别位移的方向, 即差动变压器输出的调幅波经相敏检波后, 便能输出既反映位移大小又反映位移极性的测量信号。

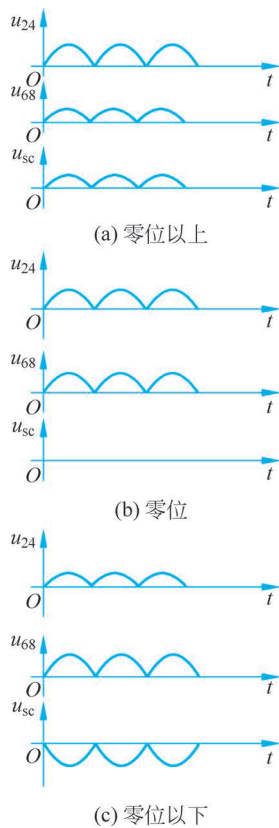


图 5-19 节点电压波形图

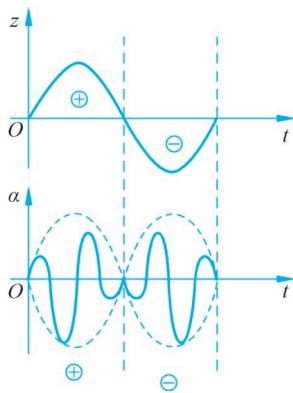


图 5-20 差动变压器动态测量时的波形

下面结合图 5-21 讨论相敏检波的工作原理。图中, D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 为 4 个性能相同的二极管, 以同一方向串联成一个闭合回路, 形成环形电桥。输入信号 u_2 为差动变压器式传感器输出的调幅波电压, 其通过变压器 T_1 加到环形电桥的一条对角线。参考信号 u_0 通过变压器 T_2 加入环形电桥的另一个对角线。输出信号 u_L 从变压器 T_1 与 T_2 中心抽头引出。平衡电阻 R 起限流作用, 避免二极管导通时变压器 T_2 的次级电流过大。 R_L 为负载电阻。

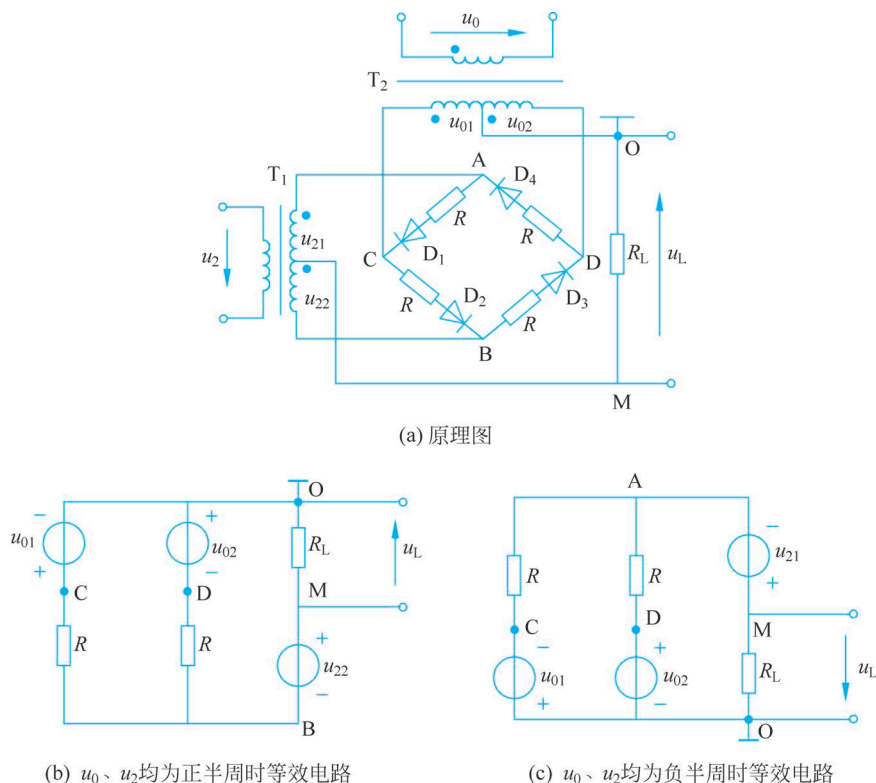


图 5-21 相敏检波电路

u_0 的幅值要远大于输入信号 u_2 的幅值,以便有效控制 4 个二极管的导通状态,且 u_0 和差动变压器式传感器激磁电压 u_1 由同一振荡器供电,保证两者同频、同相(或反相)。

由图 5-21 可知,当位移 $\Delta x > 0$ 时, u_2 与 u_0 同频同相;当位移 $\Delta x < 0$ 时, u_2 与 u_0 同频反相。

当 $\Delta x > 0$ 时, u_2 与 u_0 同频同相,当 u_2 与 u_0 均为正半周时,如图 5-21(a)所示,环形电桥中二极管 D_1 、 D_4 截止, D_2 、 D_3 导通,则可以得到如图 5-21(b)所示的等效电路。

根据变压器的工作原理,考虑 O、M 分别为变压器 T_1 、 T_2 的中心抽头,则有

$$u_{01} = u_{02} = \frac{u_0}{2n_2}, \quad u_{21} = u_{22} = \frac{u_2}{2n_1}$$

其中, n_1 、 n_2 为变压器 T_1 、 T_2 的变比。采用电路分析的基本方法,可求得图 5-21(b)所示电路的输出电压 u_L 的表达式为

$$u_L = \frac{R_L u_2}{n_1 (R_1 + 2R_L)} \quad (5-51)$$

同理, u_2 与 u_0 均为负半周时,二极管 D_2 、 D_3 截止, D_1 、 D_4 导通,其等效电路如图 5-21(c)所示,输出电压 u_L 表达式与式(5-51)相同,说明只要位移 $\Delta x > 0$,不论 u_2 与 u_0 是正半周期还是负半周,负载 R_L 两端得到的电压 u_L 始终为正。

当 $\Delta x < 0$ 时, u_2 与 u_0 同频反相。采用上述相同的分析方法不难得到当 $\Delta x < 0$ 时,不论 u_2 与 u_0 是正半周期还是负半周期,负载电阻 R_L 两端得到的输出电压 u_L 的表达式总是为

$$u_L = -\frac{R_L u_2}{n_1(R_1 + 2R_L)} \quad (5-52)$$

所以,上述相敏检波电路输出电压 u_L 的变化规律充分反映了被测位移量的变化规律,即 u_L 的值反映位移 Δx 的大小,而 u_L 的极性则反映了位移 Δx 的方向。综上所述,经过相敏检波电路,正位移输出正电压,负位移输出负电压,电压值的大小表明位移的大小,电压的正负表明位移的方向。因此,原来的 V 形输出特性曲线变成过零点的一条直线,如图 5-22 所示,同时消除了零点残余电压。

动态测量信号经相敏检波后,输出波形中仍含有高频分量,因此必须通过低通滤波器滤除高频分量取出被测信息。这样相敏检波和低通滤波电路相互配合,才能取出被测信号,即起到相敏解调的作用。

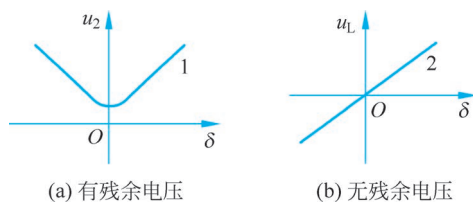


图 5-22 相敏检波前后的输出特性曲线

5.2.4 零点残余电压的补偿

与自感式传感器相似,差动变压器也存在残余电压问题。零点残余电压的存在使传感器的特性曲线不通过原点,并使实际特性不同于理想特性。

1. 零点残余电压影响

零点残余电压的存在使传感器输出特性在零点附近的范围内不灵敏,限制了分辨力的提高。

零点残余电压太大,将使线性度变差,灵敏度下降,甚至会使放大器饱和,堵塞有用信号通过,致使仪器不再反映被测量的变化。因此,零点残余电压是评定传感器性能的主要指标之一,同时说明对零点残余电压进行认真分析,找出减小的办法是很重要的。

2. 零点残余电压消除方法

1) 在设计和工艺上保证结构对称性

为保证线圈和磁路的对称性,首先,要求提高加工精度,线圈选配成对,采用磁路可调节结构;其次,应选择高磁导率、低矫顽磁力、低剩磁感应的导磁材料,并应经过热处理,消除残余应力,以提高磁性能的均匀性和稳定性。由高次谐波产生的因素可知,磁路工作点应选在磁化曲线的线性段。

2) 选用何值的测量线路

采用相敏检波电路不仅可以鉴别衔铁移动方向,而且可以把衔铁在中间位置时因高次谐波引起的零点残余电压消除掉。

3) 采用补偿电路

采用对称度很高的磁路线圈减小零点残余电压在设计和工艺上是有困难的,也会提高成本。因此,除在工艺上提出一定要求外,可在电路上采取补偿措施。在电路上进行补偿,是既简单又有效的办法。线路的形式很多,但是归纳起来,不外乎以下几种方法:加串联电阻、加并联电阻、加并联电容、加反馈绕组或反馈电容等。图 5-23 所示为零点电压补偿电路。

图 5-23(a)中,输出端接入电位器 R_p ,电位器的动点接二次侧线圈的公共点。调节电位

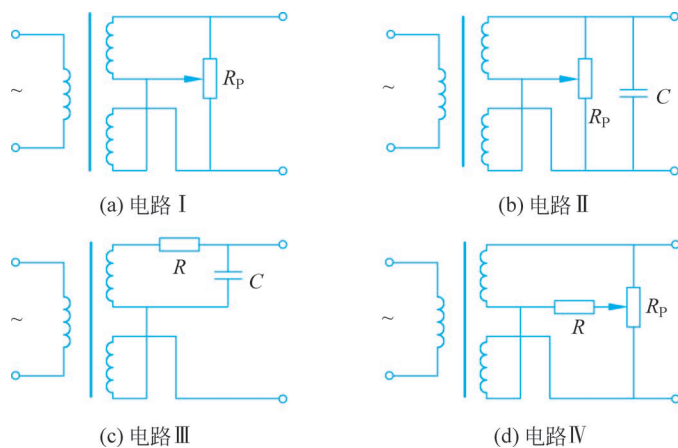


图 5-23 零点电压补偿电路

器,可使二次侧线圈输出电压的大小和相位发生变化,从而使零点残余电压达到最小值。 R_P 一般在 $10\text{k}\Omega$ 左右。这种方法对基波正交分量有明显的补偿效果,但对高次谐波无补偿作用。

如果并联一个电容 C ,就可有效地补偿高次谐波分量,如图 5-23(b)所示,电容 C 的大小要适当,常为 $0.1\mu\text{F}$ 以下,要通过实验确定。

图 5-23(c)中,串联电阻 R 调整二次侧线圈的电阻值不平衡,并联电容 C 改变某一电动势的相位,也能达到良好的零点残余电压补偿作用。

图 5-23(d)中,接入 R (几百千欧)减轻了二次侧线圈的负载,可以避免外接负载不是纯电阻而引起较大的零点残余电压。

5.3 电涡流式传感器

根据法拉第电磁感应定律,块状金属导体置于变化的磁场中或在磁场中作切割磁力线运动时,导体内将产生漩涡状的感应电流,此电流叫作电涡流,以上现象称为电涡流效应。涡流大小与导体电阻率 ρ 、磁导率 μ 以及产生交变磁场的线圈与被测体之间距离 x 、线圈激励频率 f 有关。显然,磁场变化频率越高,涡流的集肤效应越明显,即涡流穿透深度越小,其穿透深度 h (单位为 cm) 为

$$h = 5030 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}} \quad (5-53)$$

其中, ρ 为导体的电阻率(单位为 $\Omega \cdot \text{cm}$); μ_r 为导体相对磁导率; f 为交变磁场频率(单位为 Hz)。

根据电涡流效应制成的传感器称为电涡流式传感器,由式(5-53)可知,涡流穿透深度 h 和激励电流频率 f 有关,按照电涡流在导体内的贯穿情况,可以分为高频反射式和低频透射式两类,但从基本工作原理来说,二者是相似的。

5.3.1 结构和工作原理

金属导体置于变化着的磁场中,导体内就会产生感应电流,称为电涡流或涡流,这种现

象称为涡流效应。电涡流式传感器就是在这种涡流效应的基础上建立起来的。如图 5-24(a) 所示,一个通有高频交变电流 $\dot{I}_1$ 的传感器线圈,由于电流的变化,在线圈周围就产生一个交变磁场 $\dot{H}_1$,当被测金属置于该磁场范围内,金属导体内便产生涡流 $\dot{I}_2$,涡流也将产生一个新磁场 $\dot{H}_2$, $\dot{H}_2$ 与 $\dot{H}_1$ 方向相反,因而抵消部分原磁场。当被测物体与传感器间的距离 x 改变时,导致线圈的电感量、阻抗、品质因数、电感发生变化,于是将位移量变为电量。

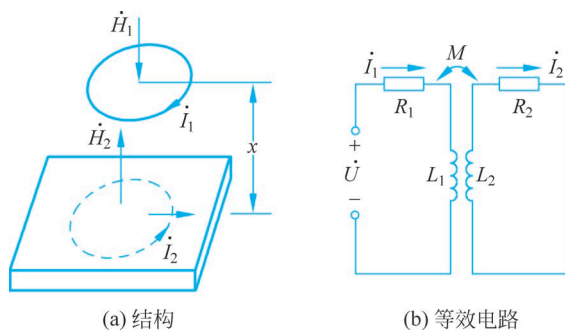


图 5-24 电涡流式传感器的基本原理图

可以看出,线圈与金属导体之间存在磁性联系。若把导体形象地看作一个短路线圈,它与传感器线圈有磁耦合,那么其间的关系可用图 5-24(b) 所示的等效电路表示。根据基尔霍夫定律,可列出电路方程为

$$\begin{cases} R_1 \dot{I}_1 + j\omega L_1 \dot{I}_1 - j\omega M \dot{I}_2 = \dot{U} \\ R_2 \dot{I}_2 + j\omega L_2 \dot{I}_2 - j\omega M \dot{I}_1 = 0 \end{cases} \quad (5-54)$$

其中, R_1 和 L_1 为线圈的电阻和电感; R_2 和 L_2 为金属导体的电阻和电感; U 为线圈激励电压。

解方程组,可知传感器工作时的等效阻抗为

$$Z = \frac{\dot{U}}{\dot{I}_1} = R_1 + R_2 \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} + j\omega \left(L_1 - L_2 \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \right) \quad (5-55)$$

等效电阻和等效电感分别为

$$R = R_1 + R_2 \omega^2 M^2 / (R_2^2 + \omega^2 L_2^2) \quad (5-56)$$

$$L = L_1 - L_2 \omega^2 M^2 / (R_2^2 + \omega^2 L_2^2) \quad (5-57)$$

线圈的品质因数为

$$Q = \frac{\omega L}{R} = Q_0 \cdot \frac{1 - \frac{L_2}{L_1} \cdot \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2}}{1 + \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2}} \quad (5-58)$$

其中, $Q_0 = \frac{\omega L_1}{R_1}$ 为无涡流影响下的线圈的品质因数; $Z_2^2 = R_2^2 + \omega^2 L_2^2$ 为金属导体中产生电涡流部分的阻抗。

由上可知,被测参数变化,既能引起线圈阻抗 Z 变化,也能引起线圈电感 L 和线圈品质因数 Q 值变化,所以电涡流传感器所用的转换电路可以选用 Z 、 L 、 Q 中的任何一个参数,并

将其转换成电量,即可达到测量的目的。这样金属导体的电阻率 ρ 、磁导率 μ 、线圈与金属导体的距离 x 以及线圈激励电流的角频率 ω 等参数,都将通过涡流效应和磁效应与线圈阻抗发生联系。或者说,线圈阻抗是这些参数的函数,可写成

$$Z = f(\rho, \mu, x, \omega) \quad (5-59)$$

若能控制大部分参数恒定不变,只改变其中一个参数,这样阻抗就能成为这个参数的单值函数。例如,被测材料的情况不变,激励电流的角频率不变,则阻抗 Z 就成为距离 x 的单值函数,便可制成电涡流位移传感器。

电涡流式传感器的结构如图 5-25 所示,由一个扁平线圈固定在框架上构成。线圈外径大时,线圈磁场的轴向分布范围大,但磁感应强度变化梯度小;线圈外径小时则相反。即线圈外径大,线性范围就大,但灵敏度低;线圈外径小,灵敏度高,但线性范围小。另外,被测导体的电阻率、磁导率对传感器的灵敏度也有影响。一般来说,被测体的电阻率越高,磁导率越低,则灵敏度越高。

1. 电涡流的径向形成范围

线圈在被测导体中产生的电涡流密度既是线圈与导体距离 x 的函数,又是沿线圈半径方向 r 的函数,当 x 一定时,电涡流密度 J 与半径 r 的关系如图 5-26 所示。 J_0 为金属导体表面电涡流密度,即电涡流密度最大值; J_r 为半径 r 处的金属导体表面电涡流密度。由图 5-26 可知:

- (1) 电涡流径向形成的范围在传感器线圈外径 r_{as} 的 1.8~2.5 倍范围内,且分布不均匀;
- (2) 电涡流密度在短路环半径 $r=0$ 处为零;
- (3) 电涡流的最大值在 $r=r_{as}$ 附近的一个狭窄区域内;
- (4) 可以用一个平均半径为 $r_{as}\left(r_{as}=\frac{r_1+r_2}{2}\right)$ 的短路环集中表示分散的电涡流(图中阴影部分)。

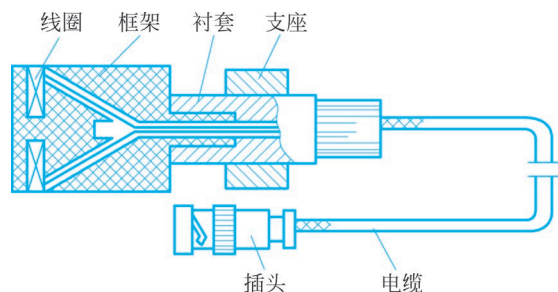


图 5-25 电涡流式传感器的结构

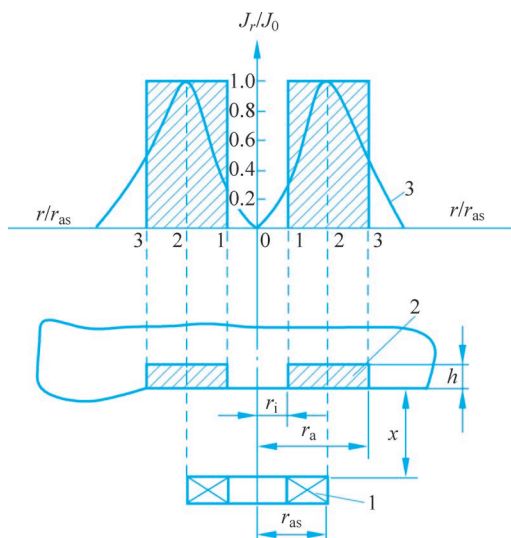


图 5-26 电涡流密度 J 与半径 r 的关系曲线

理论分析和实验都已经证明,当 x 发生改变时,电涡流密度发生变化,即电涡流强度随着距离 x 的变化而变化。根据线圈-导线系统的电磁作用,可以得到金属导体表面的电涡流强度为

$$I_2 = I_1 \left(\frac{1-x}{\sqrt{x^2 + r_{as}^2}} \right) \quad (5-60)$$

其中, I_1 为线圈激励电流; I_2 为金属导体中等效电流; x 为线圈到金属导体表面距离; r_{as} 为线圈外径。

根据式(5-60)作出规一化曲线,如图 5-27 所示。

以上分析说明:

- (1) 电涡流强度与距离 x 呈线性关系,且随着 x/r_{as} 的增加而迅速减少;
- (2) 当利用电涡流式传感器测量位移时,只有在 $x/r_{as} \ll 1$ 的范围内才能得到较好的线性和较高的灵敏度。

2. 电涡流的轴向贯穿深度

由于趋肤效应,电涡流沿金属导体纵向 H_1 分布是不均匀的,其分布按指数规律衰减,可表示为

$$J_d = J_0 e^{-d/h} \quad (5-61)$$

其中, d 为金属导体中某一点与表面距离; h 为电涡流轴向贯穿深度(趋肤深度); J_0 为金属导体表面电涡流密度,即电涡流密度最大值; J_d 为沿 H_1 轴向 d 处的电涡流密度。

图 5-28 所示为电涡流密度轴向分布曲线,可知电涡流密度主要分布在表面附近。

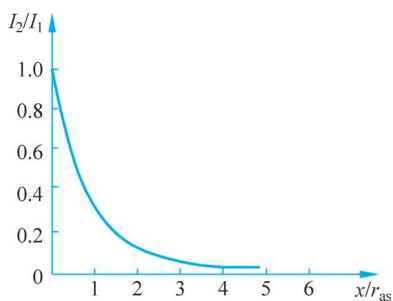


图 5-27 电涡流强度与距离归一化曲线

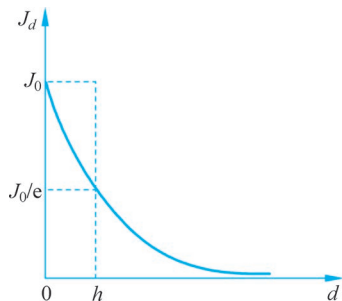


图 5-28 电涡流密度轴向分布曲线

由前面的分析可知,被测体电阻率越大,相对磁导率越大,传感器线圈的激磁电流频率越低,则电涡流贯穿深度 h 越大。

5.3.2 信号调理电路

由电涡流式传感器的工作原理可知,被测量值变化可以转换成传感器的品质因数 Q 、等效阻抗 Z 和等效电感 L 的变化。转换电路的任务是把这种参数转换为电压或电流输出。总的来说,利用 Q 值的转换电路使用较少,这里不进行讨论;利用 Z 的转换电路一般用桥路,它属于调幅电路;利用 L 的转换电路一般用谐振电路,根据输出是电压调幅还是电压频率,谐振电路又分为调幅和调频两种。

1. 交流桥路

如图 5-29 所示, Z_1 和 Z_2 为线圈阻抗,它们可以是差动式传感器的两个线圈阻抗,也可

以一个是传感器线圈,另一个是平衡用的固定线圈,它们与电容 C_1 、 C_2 和电阻 R_1 、 R_2 组成电桥的 4 个臂,电源 u 由振荡器供给,振荡频率根据电涡流式传感器的需要选择,电桥将反映线圈阻抗的变化,把线圈阻抗变化转化成电压幅值的变化。

2. 谐振调幅电路

该电路的主要特征是由传感器线圈的等效电感和一个固定电容组成并联谐振回路,由频率稳定的振荡器(如石英振荡器)提供高频激励信号,如图 5-30 所示。

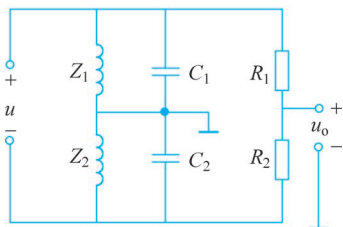


图 5-29 电涡流式传感器电桥

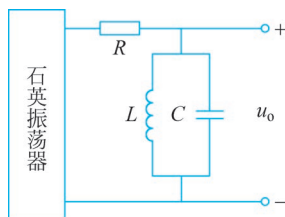


图 5-30 谐振调幅电路

在没有金属导体的情况下,供电路的 LC 谐振回路的谐振频率 $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$ 等于激励振荡器的振荡频率(如 1MHz),这时 LC 回路呈现阻抗最大,输出电压的幅值也是最大。当传感器线圈接近被测金属时,线圈的等效电感发生变化,谐振回路的谐振频率和等效阻抗也跟着发生变化,致使回路失谐而偏离激励频率,谐振峰将向左或向右移动,如图 5-31(a)所示。若被测体为非磁性材料,线圈的等效电感减小,回路的谐振频率提高,谐振峰向右偏离激励频率,如图中 f_1 和 f_2 所示;若被测材料为软磁材料,线圈的等效电感增大,回路的谐振频率降低,谐振峰向左偏离激励频率,如图中 f_3 和 f_4 所示。

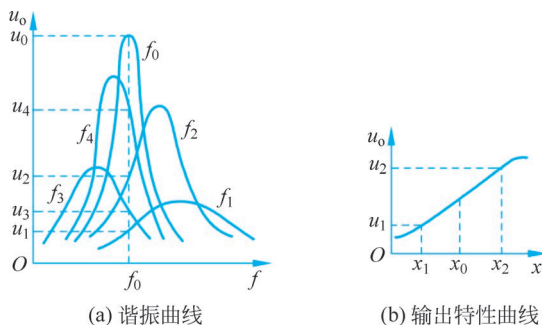


图 5-31 谐振调幅电路特性

以非磁性材料为例,可得输出电压幅值与位移 x 的关系,如图 5-31(b)所示。这个特性曲线是非线性的,在一定范围($x_1 \sim x_2$)内是线性的。实用时传感器应安装在线性段中间 x_0 表示的间距处,这是比较理想的安装位置。

图 5-30 中的电阻 R 称为耦合电阻,它既可用来降低传感器对振荡器工作的影响,又作为恒温源的内阻,其大小将影响转换电路的灵敏度。 R 大,灵敏度低; R 小,灵敏度高。但如果 R 太小,由于振荡器的旁路使用,反而使灵敏度降低,耦合电阻的选择应考虑振荡器的输出阻抗和传感器线圈的品质因数。

3. 谐振调频电路

传感器线圈接入 LC 振荡回路。当传感器与被测导体距离 x 改变时,在涡流影响下,传感器的电感变化,将导致振荡频率的变化。如图 5-32(a)所示,该变化的频率是距离 x 的函数 $f=L(x)$,该频率可由数字频率计直接测量,或者通过频率-电压变换,用数字电压表测量对应的电压。振荡器电路如图 5-32(b)所示,它由克拉泼电容三点式振荡器(C_2 、 C_3 、 L 、 C 和 BG_1)以及射极跟随器两部分组成;振荡器的频率为 $f=\frac{1}{2\pi\sqrt{L(x)C}}$,为了避免输出电缆的分布电容的影响,通常将 L 和 C 装在传感器内部,此时电缆分布电容并联在大电容 C_2 和 C_3 上,因而对振荡频率 f 的影响大大减少。

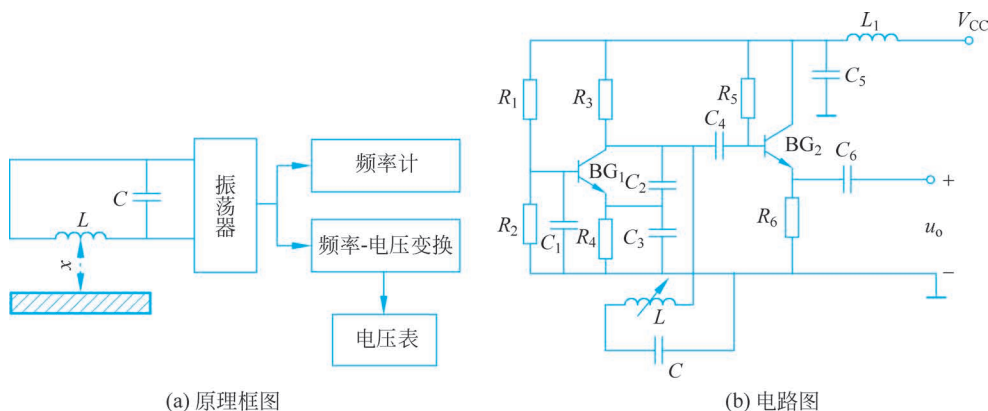


图 5-32 谐振调频电路

5.3.3 电涡流式传感器的特点及应用

电涡流式传感器的特点是结构简单,易于进行非接触的连续测量,灵敏度较高,适用性强,因此得到了广泛的应用。其应用大致有以下 4 方面:利用位移作为变换量,可以做成测量位移、厚度、振幅、振摆、转速等的传感器,也可做成接近开关、计算器等;利用材料电阻率 ρ 作为变换量,可以做成测量温度、材料判别等的传感器;利用磁导率 μ 作为变换量,可以做成测量应力、硬度等的传感器;利用被测量 ρ 、 μ 等的综合影响,可以做成探伤装置等。

1. 透射式涡流厚度传感器

图 5-33 所示为透射式涡流厚度传感器结构原理图。在被测金属板上方设有发射传感器线圈 L_1 ,在被测金属板下方设有接收传感器线圈 L_2 。当在 L_1 上加低频电压 $\dot{U}_1$ 时, L_1 上产生交变磁场 ϕ_1 ,若两个线圈间无金属板,则交变磁场直接耦合至 L_2 中, L_2 产生感应电压 $\dot{U}_2$ 。如果将被测金属放入两线圈之间, L_1 线圈产生的磁场将导致在金属板中产生电涡流。此时磁场能量受到损耗,到达 L_2 的磁场将减弱为 ϕ'_1 ,从而

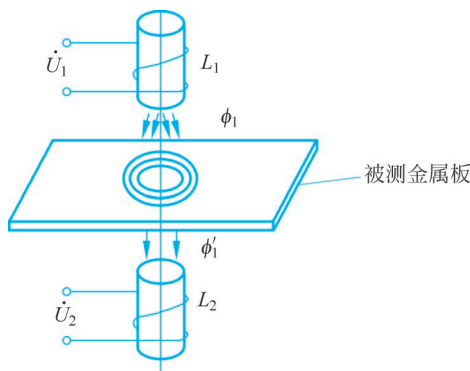


图 5-33 透射式涡流厚度传感器结构原理图

使 L_2 产生的感应电压 $\dot{U}_2$ 下降。金属板越厚,涡流损耗越大, $\dot{U}_2$ 电压越小。因此,可根据 $\dot{U}_2$ 电压的大小得知被测金属板的厚度。透射式涡流厚度检测范围可达到 $1 \sim 100\text{mm}$,分辨力为 $0.1\mu\text{m}$,线性度为 1% 。

为了克服带材不够平整或运行过程中上下波动的影响,在带材的上、下两侧对称地设置了两个特性完全相同的涡流传感器 S_1 、 S_2 。 S_1 、 S_2 与被测带材表面之间的距离分别为 x_1 、 x_2 。若带材厚度不变,则被测带材上、下表面之间的距离总有 $x_1 + x_2 = \text{常数}$ 的关系存在。两传感器的输出电压之和为 $2U_0$,数值不变;如果被测带材厚度改变量为 $\Delta\delta$,则两传感器与带材之间的距离也改变了 $\Delta\delta$,两传感器输出电压此时为 $2U_0 + \Delta U$ 。 ΔU 经放大器放大后,通过指示仪表电路即可指示出带材的厚度变比值,带材厚度给定值与偏差指示值的代数和就是被测带材的厚度。

2. 电涡流式转速传感器

图 5-34 所示为电涡流式转速传感器工作原理图。在软磁材料制成的输入轴上加工一健槽,在距输入表面 d_0 处设置电涡流传感器,输入轴与被测旋转轴相连。

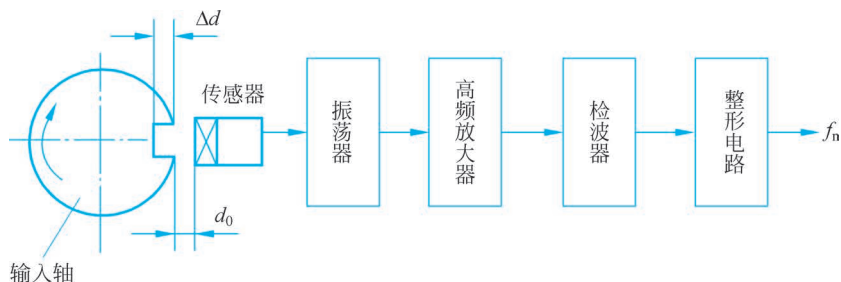


图 5-34 电涡流式转速传感器工作原理图

当被测旋转轴转动时,输出轴的距离发生 $d_0 + \Delta d$ 的变化。由于电涡流效应,这种变化将导致振荡谐振回路的品质因素变化,使传感器线圈电感随 Δd 的变化也发生变化,它们将直接影响振荡器的电压幅值和振荡频率。因此,随着输入轴的旋转,从振荡器输出的信号中包含与转数成正比的脉冲频率信号。该信号由检波器检出电压幅值的变化量。然后经整形电路输出脉冲频率信号 f_n 。该信号经电路处理便可得到被测转速。

$$n = \frac{f}{z} \times 60$$

其中, f 为频率值(单位为 Hz); z 为旋转体的槽数; n 为被测轴的转速(单位为 r/min)。

这种转速传感器可实现非接触式测量,抗污染能力很强,可安装在旋转轴近旁长期对被测转速进行监测,最高测量转速可达 $600\,000\text{r/min}$ 。

3. 位移测量

如图 5-35 所示,电涡流式传感器可以测量各种形式的位移量,如汽轮机主轴的轴向位移、磨床换向阀、先导阀的位移,以及金属试件的热膨胀系数。

4. 振幅测量

电涡流式传感器可无接触地测量各种振动的幅值,如图 5-36 所示。在汽轮机、空气压缩机中常用电涡流式传感器监控主轴的径向振动,也可以测量发动机涡轮叶片的振幅。在研究轴的振动时,常需要了解轴的振动形状,作出轴振图。为此,可用数个传感器探头并排

安置在轴附近,用多通道指示仪输出至记录仪。在轴振动时,可以获得各个传感器所在位置轴的瞬时振幅,从而画出轴振图。

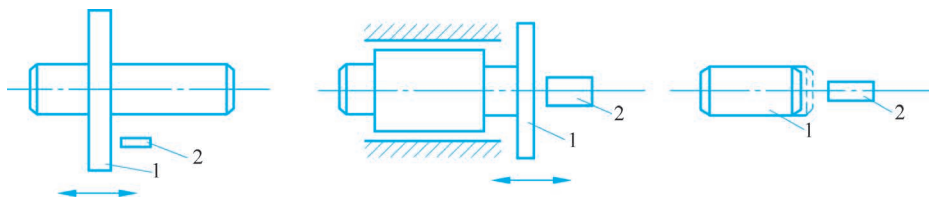


图 5-35 各种形式的位移量测量

1—被测件; 2—传感器探头

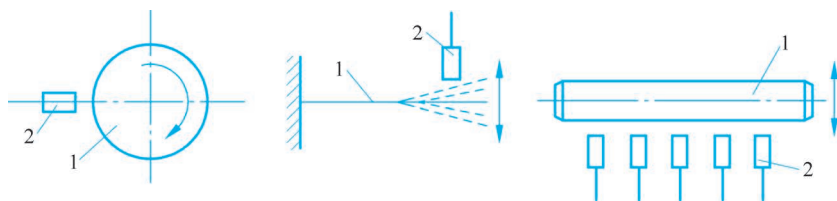


图 5-36 无接触地测量各种振动的幅值

1—被测件; 2—传感器探头

习题 5

5-1 说明差动式自感传感器与差动变压器工作原理的区别。

5-2 说明差动变压器零点残余电压产生的原因及其消除方法。

5-3 简述相敏检波电路的工作原理,保证其可靠工作的条件是什么?

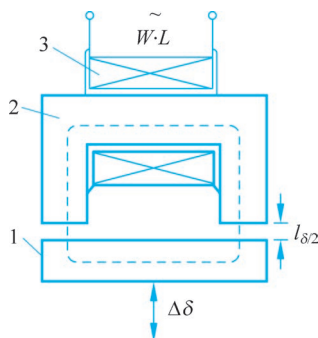
5-4 已知气隙型自感传感器的铁心截面积 $S=1.5\text{cm}^2$,磁路长度 $L=20\text{cm}$,相对磁导率 $\mu_1=5000$,气隙 $\delta_0=0.5\text{cm}$, $\Delta\delta=\pm 0.1\text{mm}$,真空磁导率 $\mu_0=4\pi\times 10^{-7}\text{H/m}$,线圈匝数 $W=3000$,求单端式传感器的灵敏度 $\Delta L/\Delta\delta$,若做成差动式,其灵敏度将如何变化?

5-5 电涡流的形成范围包括哪些内容? 它们的主要特点是什么?

5-6 如 5-6 题图所示,气隙型电感传感器的衔铁断面积 $S=2\times 2\text{mm}^2$,气隙总长度 $l_\delta=0.8\text{mm}$,衔铁最大位移 $\Delta\delta=\pm 0.08\text{mm}$,激励线圈匝数 $N=2500$ 匝,导线直径 $d=0.06\text{mm}$,电阻率 $\rho=1.75\times 10^{-6}\Omega\cdot\text{cm}$ 。当激励电源频率 $f=4000\text{Hz}$ 时,忽略漏磁及铁损,试求:

- (1) 线圈电感值;
- (2) 电感的最大变化量;
- (3) 当线圈外断面积为 $11\times 11\text{mm}^2$ 时的直流电阻值;
- (4) 线圈的品质因数;
- (5) 当线圈存在 200pF 分布电容与之并联后,其等效电感值变化量。

5-7 利用电涡法测板材的厚度,已知激励电源频率 $f=1\text{MHz}$,被测材料相对磁导率 $\mu_r=1$,电阻率 $\rho=2.9\times$

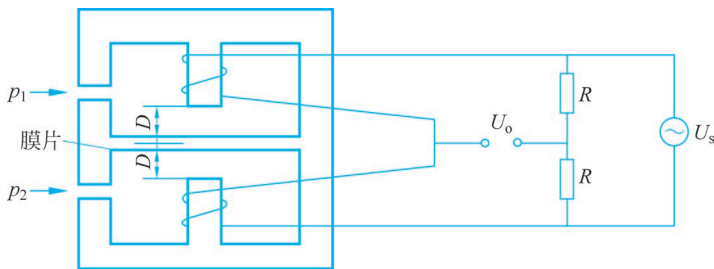


5-6 题图

$10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$, 被测板厚为 $(1+0.2)\text{mm}$ 。试求:

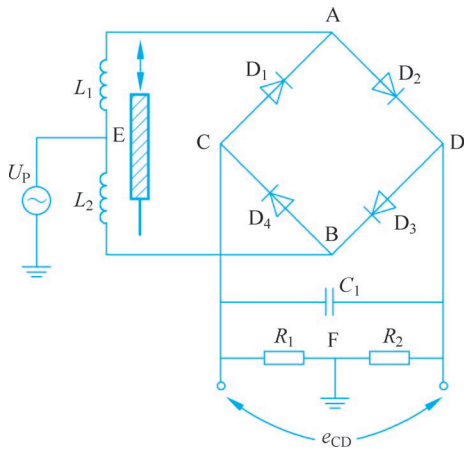
- (1) 采用高频反射法测量时, 涡流穿透深度 h 为多少?
- (2) 能否采用低频透射法测板厚? 若可以, 需要采用什么措施? 画出检测示意图。

5-8 差动电感式压力传感器原理如 5-8 题图所示, 其中, 上、下两电感线圈对称置于感压膜片两侧, 当 $p_1 = p_2$ 时, 线圈与膜片初始距离均为 D , 当 $p_1 \neq p_2$ 时, 膜片离开中心位置产生小位移 d , 则每个线圈磁阻 $R_{m1} = R_{m0} + K(D+d)$ 或 $R_{m2} = R_{m0} + K(D-d)$, R_{m0} 为初始磁阻, K 为常数。当差动线圈接入电桥时, 试证明该桥路在无负载情况下其输出电压 U_o 与膜片位移 d 成正比。



5-8 题图

5-9 5-9 题图所示为差动电感传感器电路。 L_1 、 L_2 是差动电感, $D_1 \sim D_4$ 是检波二极管 (设其正向电阻为零, 反向电阻为无穷大), C_1 是滤波电容, 其阻抗很大, 输出段电阻 $R_1 = R_2 = R$, 输出端电压由 C、D 端引出为 e_{CD} , U_P 为正弦波信号源。



5-9 题图

- (1) 分析电路工作原理 (即指出铁心移动方向与输出电压 e_{CD} 极性的关系);
- (2) 分别画出铁心上移及下移时流经电阻 R_1 和 R_2 的电流 i_1 和 i_2 及输出电压 e_{CD} 的波形图。