

3.2 电容式传感器的等效电路和测量电路

3.2.1 电容式传感器的等效电路

电容式传感器在大多数情况下，由于使用环境温度不很高、湿度不很大，若供电电源频率较合适，设计合理，可用一个纯电容来代替。当供电电源频率较低或在高温高湿环境条件下使用时，传感器电极间的等效漏电阻就不能忽略，这时传感器可等效成图 3-9 (a) 所示的电路。电源频率高至几兆赫时， R_p 可以忽略，但电流集肤效应使导体的电阻增加，必须考虑传输线（一般为电缆）的电感和电阻，这时电容传感器可等效为图 3-9 (b) 所示电路。等效电路有其谐振频率，通常为几十兆赫。供电电源频率必须低于谐振频率，一般为谐振频率的 $\frac{1}{3} \sim \frac{1}{2}$ 时传感器才能正常工作。改变传感器供电电源频率（即转换电路的工作频率）或更换传感器至转换电路的引线电缆后，必须对整个仪器重新标定。测量时应与标定时所处的条件相同，即电缆长度不能改变，传感器供电电源频率不能改变。

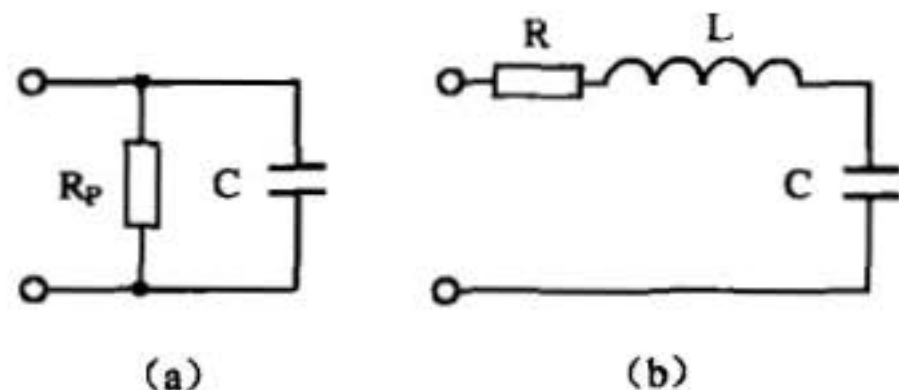


图 3-9 电容式传感器等效电路

3.2.2 电容式传感器的测量电路

电容式传感器的电容值一般都很小，为几皮法至几十皮法。这样微小的电容量不便直接显示、记录和传输，因此，需要借助于测量电路检测出这一微小的电容变量，并将其转换为与其有确定对应关系的电压、电流或其他电信号。目前较常采用的测量电路有电桥电路、调频电路、脉冲调宽电路和运算放大器电路等。

1. 电桥电路

将电容式传感器接入交流电桥作为电桥的一个臂或两个相邻臂，另两个臂可以是电阻、电容或电感，如图 3-10 所示；也可以是变压器的两个次级绕组，构成变压器式交流电桥，如图 3-11 所示。

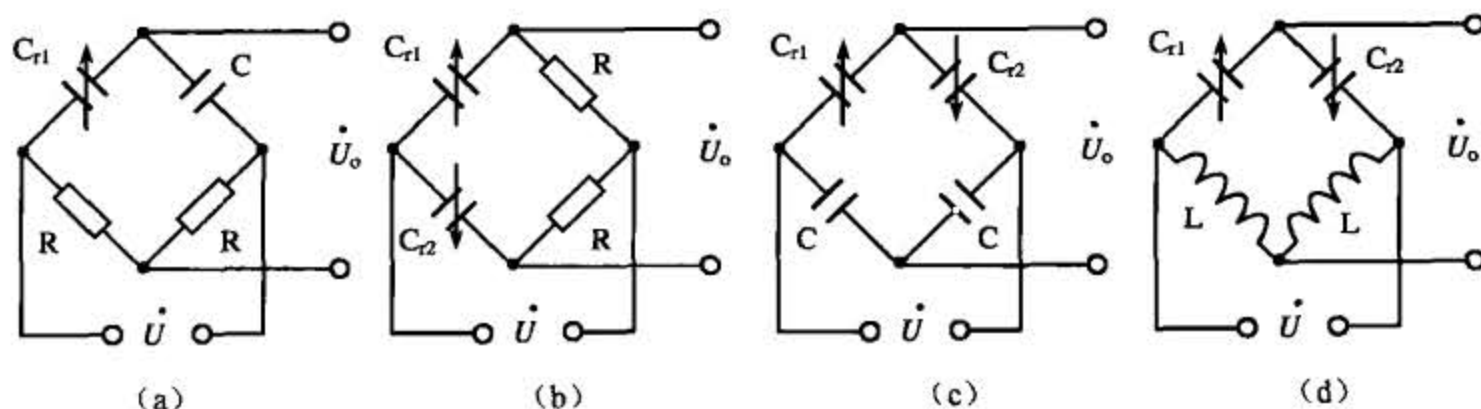


图 3-10 电容式传感器构成的交流电桥

在设计和选择电桥形式时，除了考虑其灵敏度外，还应考虑输出电压是否稳定（即受外界干扰影响的大小），输出电压与电源电压间的相移大小，电源和元件所允许的功率以及结构上是否容易实现等。在实际电桥电路中，还附加有零点平衡调节、灵敏度调节等环节。

图 3-11 所示的变压器电桥，使用元件最少，桥路内阻最小，因此目前较多采用。差动式电容传感器接入变压器式电桥，当放大器输入阻抗极大时，对任何类型的电容式传感器，电桥输出电压与输入位移均为线性关系。不过由于电桥输出电压与电源电压成比例，因此要求电源电压波动极小，需采用稳幅、稳频等措施，在要求精度很高的场合，可采用自动平衡电桥。传感器必须工作在平衡位置附近，否则电桥非线性增大。接有电容传感器的交流电桥输出阻抗很高（一般达几兆欧至几十兆欧），输出电压幅值又小，所以必须后接高输入阻抗的放大器将信号放大后才能测量。实际测量电路如图 3-12 所示。

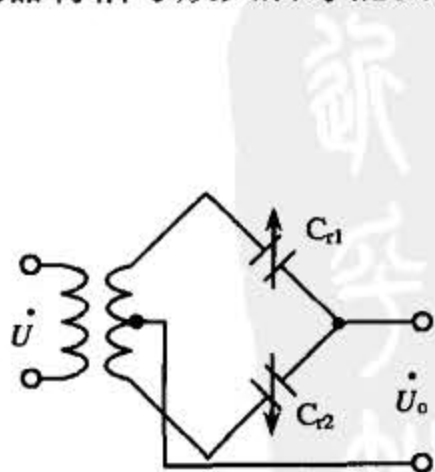


图 3-11 变压器式交流电桥

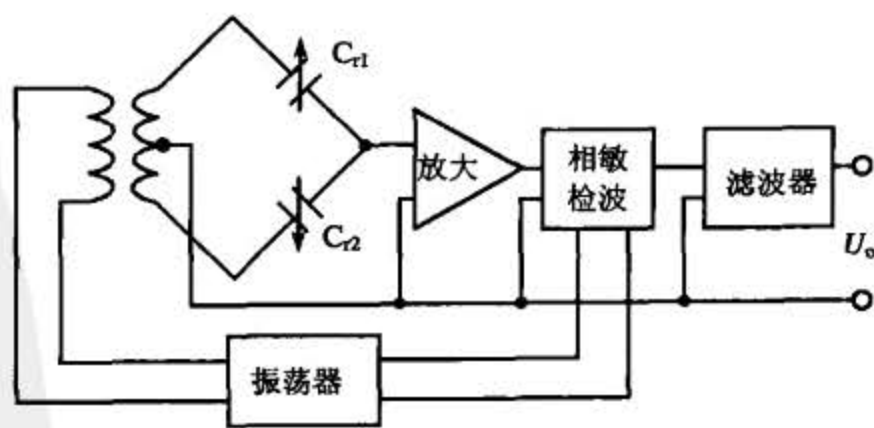


图 3-12 电桥测量电路

2. 运算放大器电路

图 3-13 所示为运算放大器测量电路原理图。 C_x 为传感器电容, C_0 为固定电容。由运算放大器反馈原理可知, 当运算放大器输入阻抗很高、增益很大时, 可认为运算放大器的输入电流 $\dot{i} \approx 0$, 根据基尔霍夫定律, 可列出如下方程组:

$$\begin{cases} \dot{U}_i = \frac{\dot{I}_i}{j\omega C_0} \\ \dot{U}_o = \frac{\dot{I}_x}{j\omega C_x} \\ \dot{I}_i = -\dot{I}_x \end{cases}$$

解上面三式得

$$\dot{U}_o = -\dot{U}_i \frac{C_0}{C_x} \quad (3-20)$$

如果传感器是一只平行板电容, 则 $C_x = \frac{\epsilon S}{\delta}$, 代入上式得

$$\dot{U}_o = -\dot{U}_i \frac{C_0}{\epsilon S} \cdot \delta$$

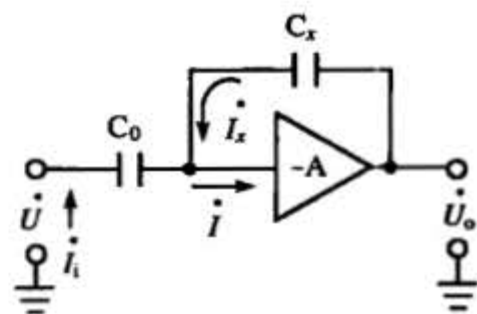


图 3-13 运算放大器测量电路

可见, 运算放大器的输出电压与板间距离 δ 成正比。运算放大器电路解决了单个变极距型电容传感器的非线性问题。但上式是在运算放大器的放大倍数和输入阻抗无限大的条件下得出的, 由于实际上它们总是一些有限值, 故该测量电路仍然存在一定的非线性。

3. 二极管双 T 形电路

二极管双 T 形电路原理如图 3-14 所示, 供电电压是幅值为 $\pm U_E$ 、周期为 T 、频率为 f 、占空比为 50% 的方波 (也可以是正弦波), VD_1 、 VD_2 为特性完全相同的两个二极管, $R_1 = R_2 = R$; C_1 、 C_2 为传感器的两个差动电容。

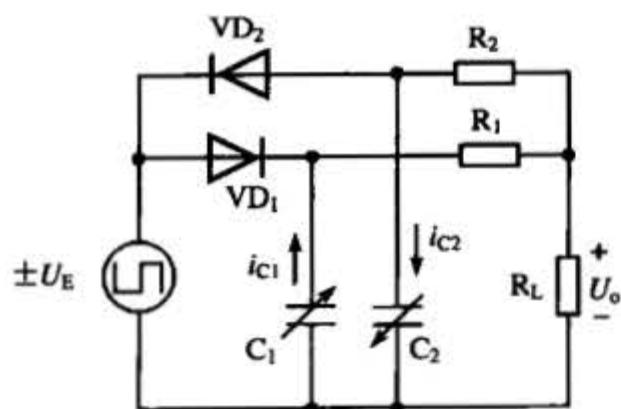


图 3-14 二极管双 T 形电路

若将二极管理想化 (即认为正向导通时电阻为零, 反向截止时电阻为无穷大), 则电路可等效成典型的一阶电路, 如图 3-15 所示。当电源为正半周时, 二极管 VD_1 导通、 VD_2 截止, 电容 C_1 被以极短的时间充电至电压 U_E ; 电源经电阻 R_1 以 i_1 向负载电阻 R_L 供电, 与此同时, 电容 C_2 经电阻 R_2 、

负载电阻 R_L 放电, 流过 R_L 的放电电流为 i_2 , 流过 R_L 的总电流 i_L 为 i_1 和 i_2 之代数和, 如图 3-15 (a) 所示。在负半周时, 二极管 VD_2 导通、 VD_1 截止, 电容 C_2 很快被充电至电压 U_E ; 电源经电阻 R_2 以 i'_1 向负载电阻 R_L 供电, 与此同时, 电容 C_1 经电阻 R 、负载电阻 R_L 放电, 流过 R_L 的放电电流为 i'_2 , 流过 R_L 的总电流 i'_L 为 i'_1 和 i'_2 之代数和, 如图 3-15 (b) 所示。

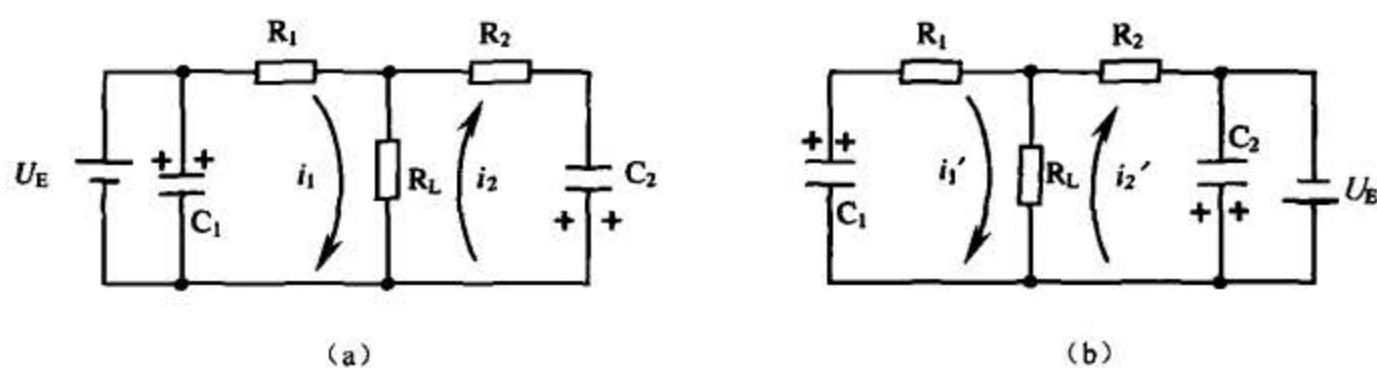


图 3-15 等效电路

因为 VD_1 、 VD_2 的特性相同，且 $R_1 = R_2$ ，则当 $C_1 = C_2$ （即传感器没有位移输入）时，流过 R_L 的电流 i_L 和 i'_L 的平均值大小相等，方向相反，在一个周期内流过 R_L 的平均电流为零， R_L 上无电压输出。当 C_1 或 C_2 变化时，在 R_L 上产生的平均电流将不再为零，因而有信号输出。

根据一阶电路时域分析的三要素法，可直接得到电容 C_2 的电流 i_2 为

$$i_2 = \left[\frac{U_E + \frac{R_L}{R+R_L}U_E}{R + \frac{RR_L}{R+R_L}} \right] \exp\left\{ \frac{-t}{\left(R + \frac{RR_L}{R+R_L}\right)C_2} \right\}$$

在 $\left(R + \frac{RR_L}{R+R_L}\right)C_2 \ll \frac{T}{2}$ 时，电流 i_2 的平均值 I_2 可以写成下式：

$$I_2 = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i_2 dt \approx \frac{1}{T} \int_0^{\infty} i_2 dt = \frac{1}{T} \cdot \frac{R+2R_L}{R+R_L} U_E C_2 \quad (3-21)$$

同理，负半周时电容 C_1 上的平均电流为

$$I_1 = \frac{1}{T} \cdot \frac{R+2R_L}{R+R_L} U_E C_1 \quad (3-22)$$

故在负载 R_L 上产生的电压为

$$\begin{aligned} U_o &= \frac{RR_L}{R+R_L} (I_1 - I_2) \\ &= \frac{RR_L(R+2R_L)}{(R+R_L)^2} \cdot \frac{U_E}{T} (C_1 - C_2) \\ &= \frac{RR_L(R+2R_L)}{(R+R_L)^2} f U_E (C_1 - C_2) \end{aligned} \quad (3-23)$$

式中： f 为电源频率。

当 R_L 已知时，上式中 $\frac{RR_L(R+2R_L)}{(R+R_L)^2}$ 为常数，设为 K ，则

$$U_o \approx K f U_E (C_1 - C_2) \quad (3-24)$$

从 (3-24) 式可知，输出电压不仅与电源电压的频率和幅值 U_E 有关，而且与 T 形网络中的电容 C_1 和 C_2 的差值有关。当电源电压确定后，输出电压只是电容 C_1 、 C_2 的函数。

二极管双 T 形电路具有以下特点。

① 电源、传感器电容、负载均可同时在一点接地，线路简单，可全部放在探头内，大大缩短了电容引线，减小了分布电容的影响。

② 电源周期、幅值直接影响灵敏度，要求它们高度稳定。

③ 输出阻抗与 R_1 、 R_2 和 R_L 的阻值有关，而与电容无关，只要适当选择电阻，可使输出阻抗控制在 $1 \sim 100 \text{k}\Omega$ 之间，克服了电容式传感器高内阻的缺点。

④ 输出电压较高。

4. 差动脉宽调制电路

差动脉宽 (脉冲宽度) 调制电路利用对传感器电容的充放电, 使电路输出脉冲的宽度随传感器电容量的变化而变化, 通过低通滤波器得到对应被测量变化的直流信号。

图 3-16 所示为差动脉宽调制电路原理图。图中 C_1 、 C_2 为差动式传感器的两个电容, 若用单组式, 则其中一个为固定电容, 其电容值与传感器电容初始值相等; A_1 、 A_2 是两个比较器, U_r 为其参考电压。

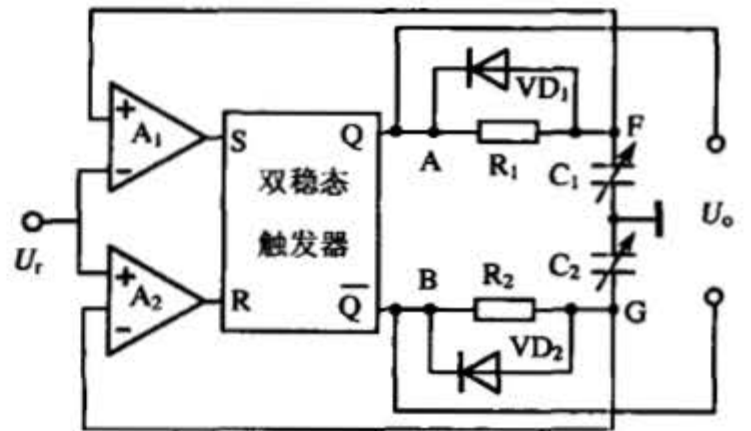
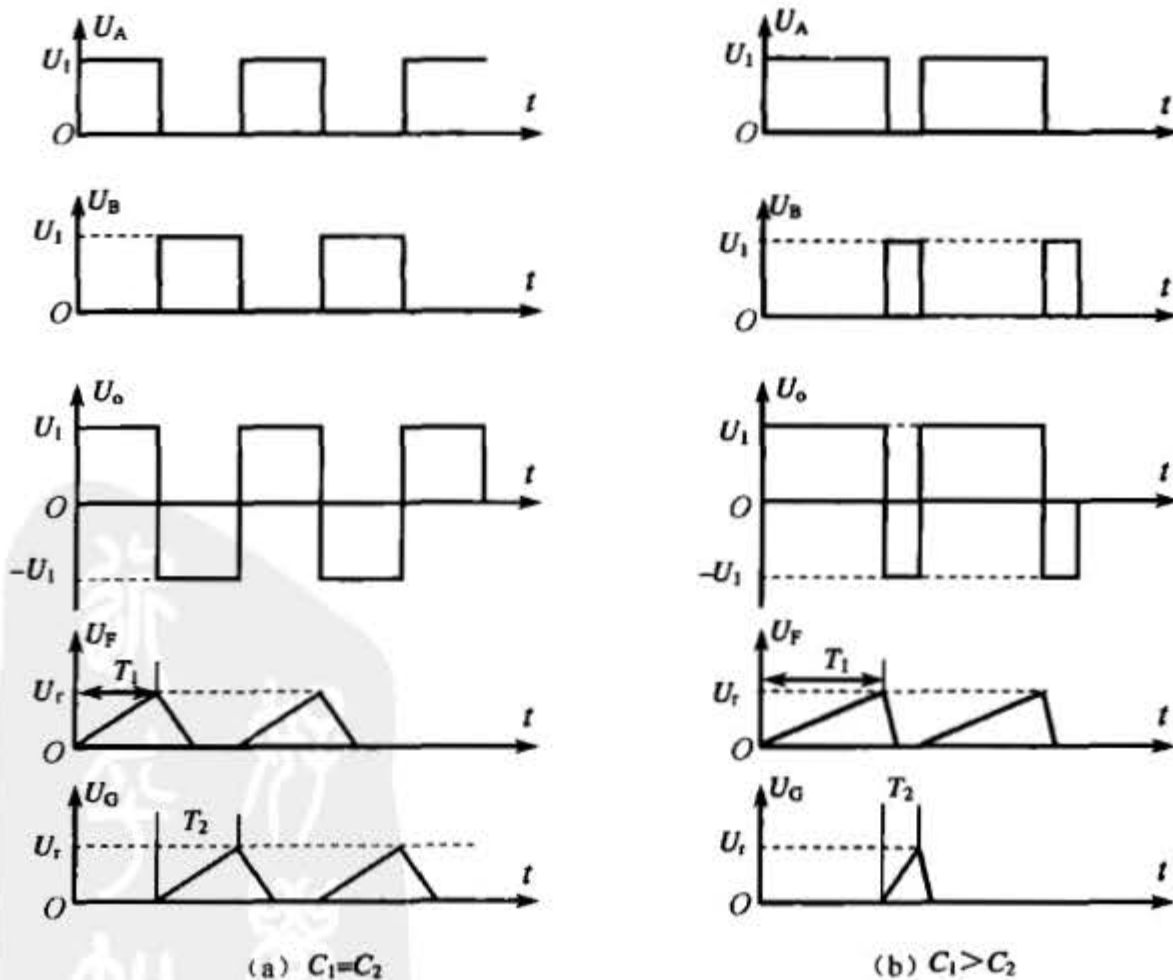


图 3-16 差动脉宽调制电路

当接通电源后, 若触发器 Q 端为高电平 (U_1), \bar{Q} 端为低电平 (0), 则触发器通过 R_1 对 C_1 充电; 当 F 点电位 U_F 升到与参考电压 U_r 相等时, 比较器 A_1 产生一脉冲使触发器翻转, 从而使 Q 端为低电平, \bar{Q} 端为高电平 (U_1)。此时, 电容 C_1 通过二极管 VD_1 迅速放电至零, 而触发器由 \bar{Q} 端经 R_2 向 C_2 充电; 当 G 点电位 U_G 与参考电压 U_r 相等时, 比较器 A_2 输出一脉冲使触发器翻转, 如此交替激励。

可以看出, 电路充放电的时间, 即触发器输出方波脉冲的宽度受电容 C_1 、 C_2 的调制。当 $C_1 = C_2$ 时, 电路各点的电压波形如图 3-17 (a) 所示, Q 和 \bar{Q} 两端电平的脉冲宽度相等, 两端间的平均电压为零。当差动电容 C_1 和 C_2 的值不相等, 例如 $C_1 > C_2$ 时, C_1 和 C_2 充放电时间常数发生变化, 电路中各点的电压波形如图 3-17 (b) 所示。



(a) $C_1 = C_2$

(b) $C_1 > C_2$

图 3-17 差动脉宽调制电路各点电压波形图

图中 U_A 、 U_B 分别为电路图 3-16 中 A 点和 B 点电压的平均值, 根据电路知识可知

$$U_A = \frac{T_1}{T_1 + T_2} U_1, U_B = \frac{T_2}{T_1 + T_2} U_1 \quad (3-25)$$

式中: U_1 为触发器输出的高电位;

T_1 和 T_2 为 C_1 和 C_2 的充电时间, 也即图 3-17 中 Q 端和 \bar{Q} 端输出方波脉冲的宽度, 它们分别为

$$T_1 = R_1 C_1 \ln \frac{U_1}{U_1 - U_r}$$

$$T_2 = R_2 C_2 \ln \frac{U_1}{U_1 - U_r} \quad (3-26)$$

A、B 两点间的电压经低通滤波器滤波后获得, 等于 A、B 两点电压平均值 U_A 与 U_B 之差, 即

$$U_o = U_A - U_B = \frac{T_1}{T_1 + T_2} U_1 - \frac{T_2}{T_1 + T_2} U_1 = \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} U_1 \quad (3-27)$$

若 $R_1 = R_2 = R$, 将 (3-26) 式代入 (3-27) 式得

$$U_o = \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} U_1 \quad (3-28)$$

(3-28) 式说明差动脉宽调制电路输出的直流电压与传感器两电容差值成正比。

对于差动式变极距型电容传感器, 设电容器极板间距为 δ_0 , 变化量为 $\Delta\delta$, 则其输出信号经差动脉冲调制电路后输出的电压为

$$U_o = \frac{\Delta\delta}{\delta_0} U_1 \quad (3-29)$$

对于差动式变面积型电容传感器来说, 设电容器初始有效面积为 S_0 , 变化量为 ΔS , 则其输出信号经差动脉冲调制电路后输出的电压为

$$U_o = \frac{\Delta S}{S_0} U_1 \quad (3-30)$$

可见, 差动脉宽调制电路能适用于任何差动式电容传感器, 并具有理论上的线性特性, 这是十分可贵的性质。另外, 差动脉宽调制电路采用直流电源, 其电压稳定度高, 不存在稳频、波形纯度的要求, 也不需要相敏检波与解调等; 对元件非线性要求; 经低通滤波器可输出较大的直流电压, 对输出矩形波的纯度要求也不高。

5. 调频电路

调频测量电路是把电容式传感器的电容器作为振荡器谐振回路的一部分, 与一个电感元件配合成一个振荡器谐振电路。当电容传感器工作时, 电容量发生变化, 导致振荡频率产生相应的变化。再通过鉴频电路将频率的变化转换为振幅的变化, 经放大器放大后进行显示, 这种方法称为调频法。调频测量电路原理框图如图 3-18 所示。

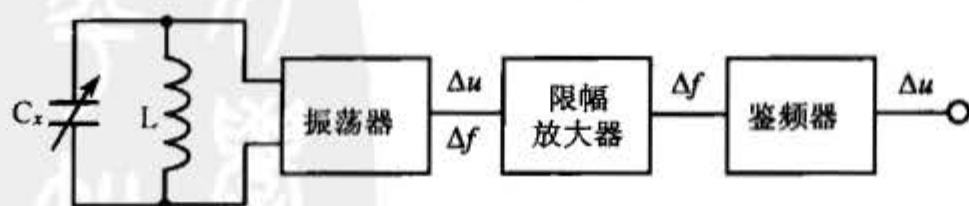


图 3-18 调频测量电路原理框图

调频振荡器的振荡频率由下式决定:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3-31)$$

式中: L 为振荡回路电感;

C 为振荡回路总电容。

振荡回路的总电容一般包括传感器电容 $C_0 \pm \Delta C$ 、谐振回路中的固定电容 C_1 和传感器电缆分布电容 C_c 。以变间隙式电容传感器为例, 如果没有被测信号, $\Delta\delta=0$, 则 $\Delta C=0$, 这时 $C=C_1+C_0+C_c$ 。所以振荡器有一个固有频率

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_1 + C_0 + C_c)}}$$

f_0 一般应选在 1MHz 以上。

当传感器工作时, $\Delta\delta \neq 0$, 则 $\Delta C \neq 0$, 振荡频率也相应改变 Δf , 则有

$$f_0 \mp \Delta f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_1 + C_0 + C_c \pm \Delta C)}} \quad (3-32)$$

振荡器输出的将是一个受被测信号调制的调制波, 其频率由 (3-32) 式决定。