

第14章 传感器电路

14.1 传感器的匹配

14.2 信号处理电路

14.3 信号传输

14.4 抗干扰设计

14.5 实际传感器电路举例



14.1 传感器的匹配

14.1.1 变压器匹配

利用变压器可以很方便地进行阻抗匹配，在一定的带宽范围内，无畸变地传输电压信号。具体电路应该根据传感器信号的情况而定。

例如，动圈式麦克风的输入通常用一个小型的变压器来匹配，如图14.1所示。

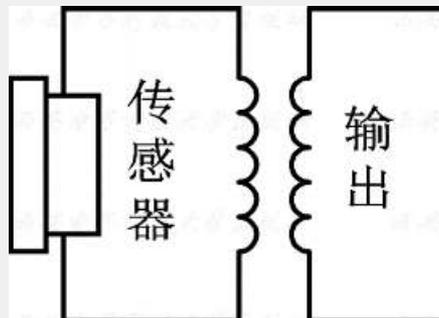
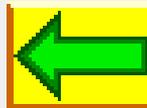


图14.1 变压器匹配



14.1.2 高输入阻抗放大器

 在实际应用中，很多传感器的阻抗很高，如压电换能器，光敏二极管、压电加速度计等。要进行高精度的测量，传感器和输入电路必须很好地匹配。这就要求放大器有较高的输入阻抗，其数量级在 $M\Omega$ 以上。由于场效应管或集成运算放大器的本身的输入阻抗非常高，所以通常用场效应管或集成运算放大器来实现高阻抗放大器。下面通过两个例子，介绍高阻抗匹配的方法。

场效应管的电路，虽然可以用自生偏置来获得静态工作电压。但是，为了使场效应管工作在线性区，通常用分压电路来获得静态工作电压。在图14.2中的电路中，电源电压 E 经过 R_1 和 R_2 分压，通过 R_g 耦合，作为场效应管的偏置电压。

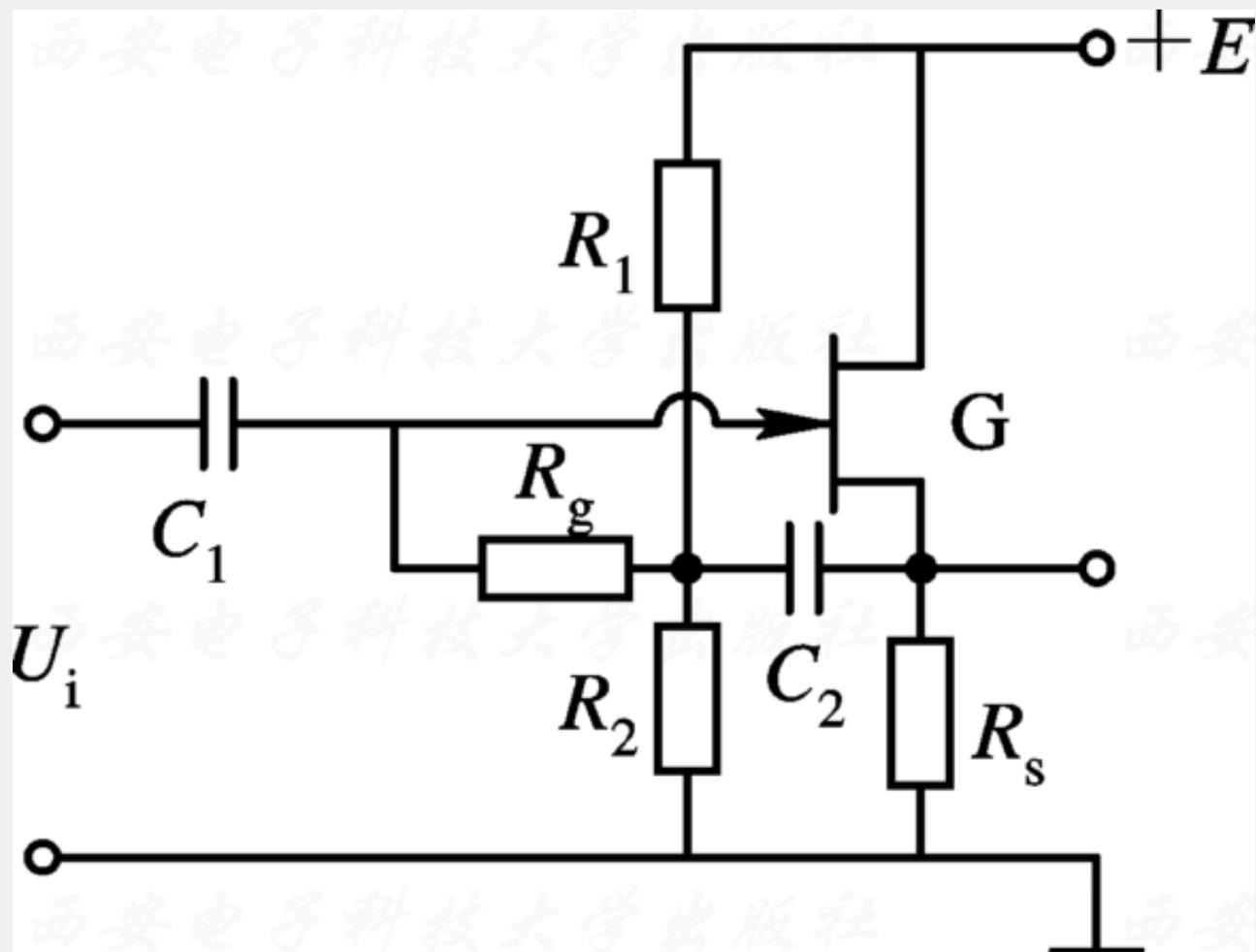


图14.2 场效应管的自举反馈电路

我们来观察一下图14.2中电路的输入阻抗。这是一个跟随电路。我们观察 R_g 两端的电压，交变信号通过电容 C_1 耦合到电阻 R_g 的一端，同时，由于是跟随设计，所以场效应管G的源极的电压和栅极的电压大小近似相等，相位相同。这个信号通过 C_2 耦合到电阻 R_g 的另一端。这样， R_g 两端的电压接近相同，所以流过 R_g 的电流很小。也就是说，场效应管的输入阻抗并没有因为分压电路的存在而降低。

当然，只为了提高输入阻抗，可以不使用自举电路，而采用阻值很高的 R_g ，如 R_g 可选用达到 $M\Omega$ 量级的电阻，如图14.3所示。但是当 R_g 很大时，自身的稳定性会变差，噪声会变大，这对放大器的低噪声设计带来不利。

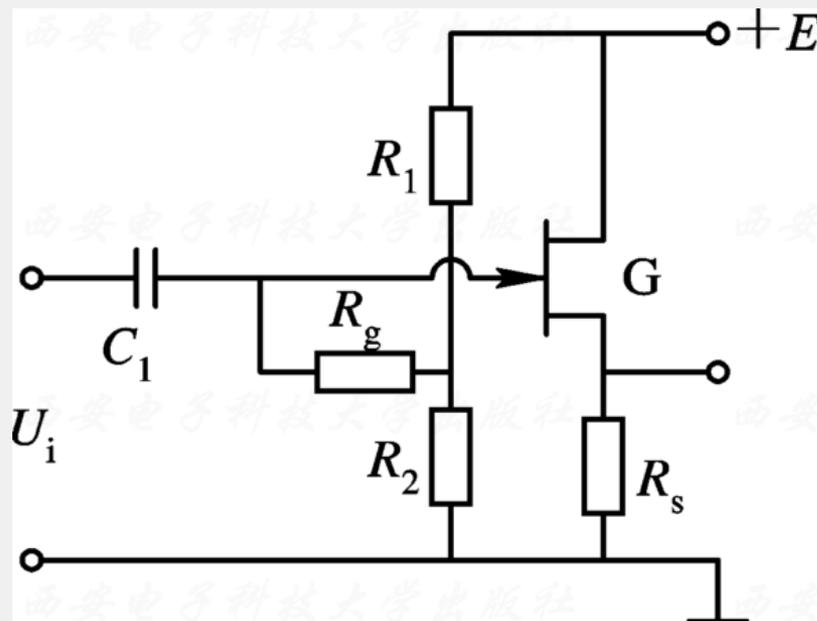


图14.3 普通的场效应管电路

在实际应用中，通常还采用运算放大器来实现放大器的高阻抗输入。图14.4为自举型高输入阻抗放大器。图中 A_1 、 A_2 为理想放大器。我们来分析一下该电路的原理。根据虚地原理，放大器 A_1 的“ $-$ ”端电位与“ $+$ ”端相同，为0；而从“ $-$ ”到“ $+$ ”的电流为0。放大器 A_2 的情况与 A_1 相同。这样，就有

$$I_{i1} = \frac{U_i - 0}{R_1} = \frac{0 - U_o}{R_{f1}} \quad (14.1)$$

$$U_o = -\frac{R_{f1}}{R_1}U_i \quad (14.2)$$

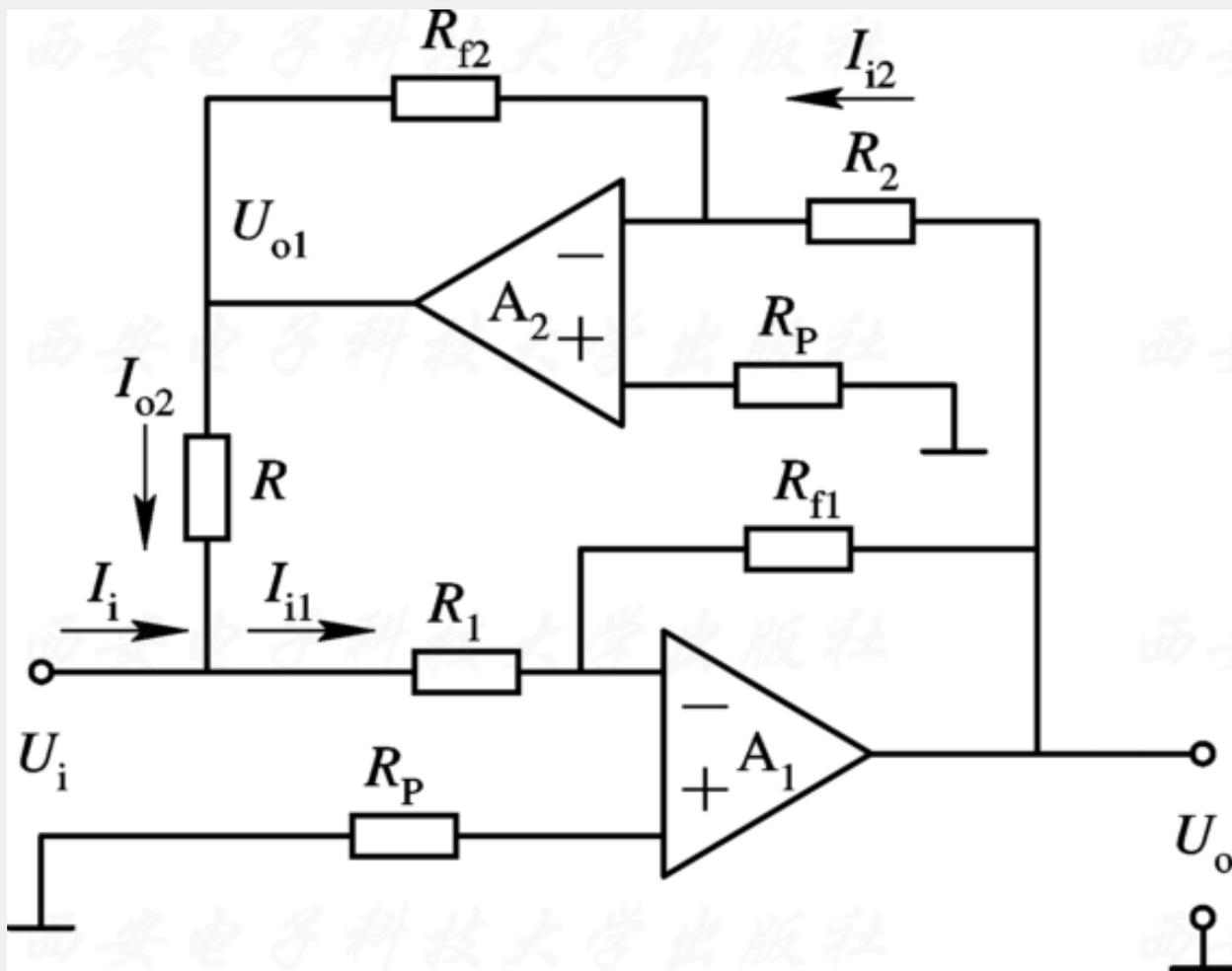


图14.4 自举型高输入阻抗放大器

同理

$$I_{i2} = \frac{U_o - 0}{R_2} = \frac{0 - U_{o1}}{R_{f2}} \quad (14.3)$$

$$U_{o1} = \frac{R_{f2} R_{f1}}{R_2 R_1} U_i \quad (14.4)$$

所以

$$I_{o2} = \frac{U_{o1} - U_i}{R} = \frac{(R_{f1} R_{f2} - R_1 R_2) U_i}{R_1 R_2 R} \quad (14.5)$$

所以

$$I_i = I_{i1} - I_{o2} = \left(\frac{1}{R_1} - \frac{R_{f1} R_{f2} - R_1 R_2}{R_1 R_2 R} \right) U_i \quad (14.6)$$

因此输入阻抗为

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} - \frac{R_{f1}R_{f2} - R_1R_2}{R_1R_2R}} \quad (14.7)$$

我们令 $R_{f1}=R_2$, $R_{f2}=2R_1$, 则

$$R_i = \frac{1}{\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R}} = \frac{RR_1}{R - R_1} \quad (14.8)$$

14.1.3 电荷放大器

电荷放大器，顾名思义是用来放大电荷的。其输出的电压正比于输入电荷。它要求放大器的输入阻抗非常高，以至于电荷损失很少。通常，电荷放大器利用高增益的放大器和绝缘性能很好的电容来实现，如图14.5所示。

图14.5中，电容 C_f 是反馈电容，将输出信号 U_o 反馈到反向输入端。当A为理想放大器时，根据虚地原理，反向端接地，所以， $U_i=0$ 。有 $Q=(0-U_o)C_f$ ，即

$$U_o = -\frac{Q}{C_f} \quad (14.9)$$

所以，输出电压和电荷成正比，比例决定于反馈电容 C_f 。理论上与信号的频率特性没有关系。

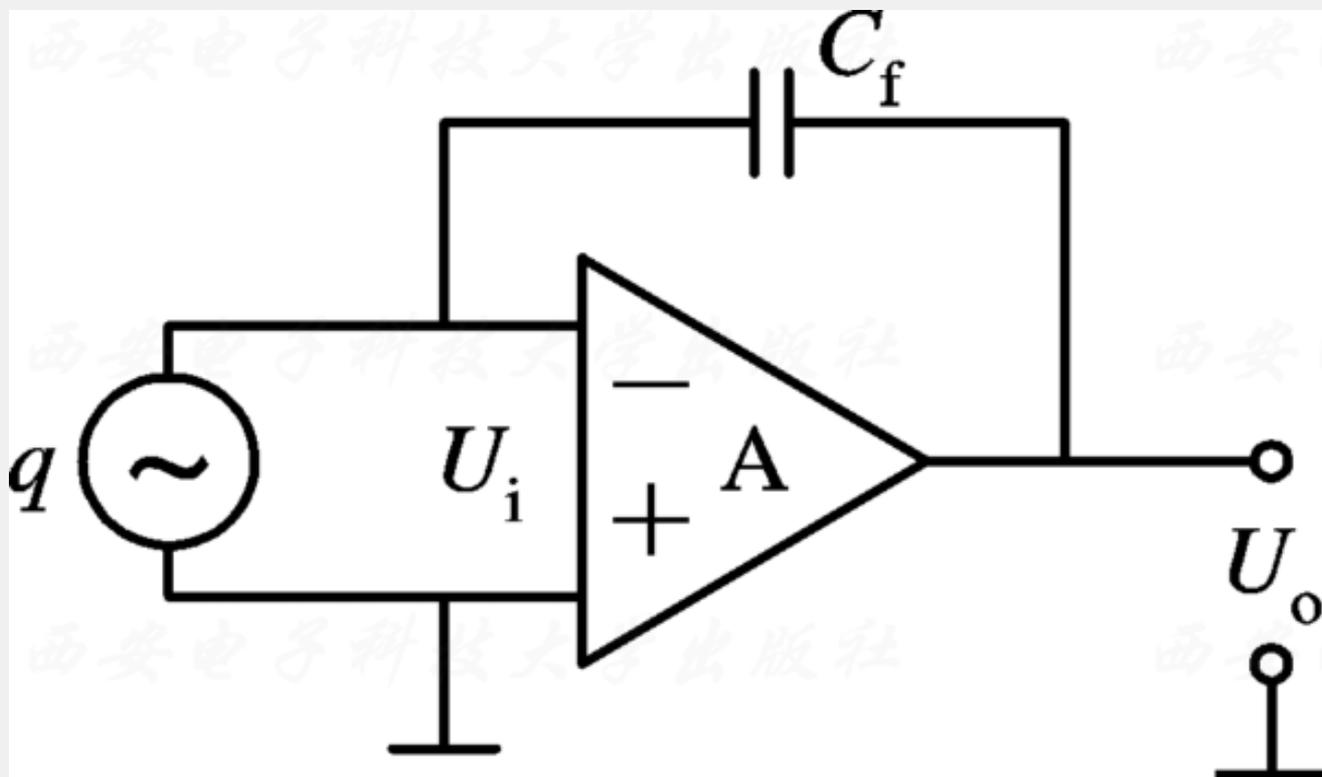
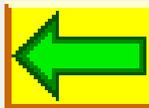


图14.5 电荷放大器示意图



14.2 信号处理电路

14.2.1 滤波电路

滤波电路可以由电感、电容、电阻这些无源器件组成，成为无源滤波器；也可以将无源器件和放大器结合，组成有源滤波器。有源滤波器可以只用阻容器件实现，因此体积小。由于采用集成放大器，带宽和增益控制非常方便。

滤波器通常可分为低通滤波器、高通滤波器、带通滤波器、带阻滤波器等。

1) 低通滤波器

低通滤波器用于衰减高频信号，而让频率较低的信号过去。图14.6是阻容滤波器和它的幅频特性。

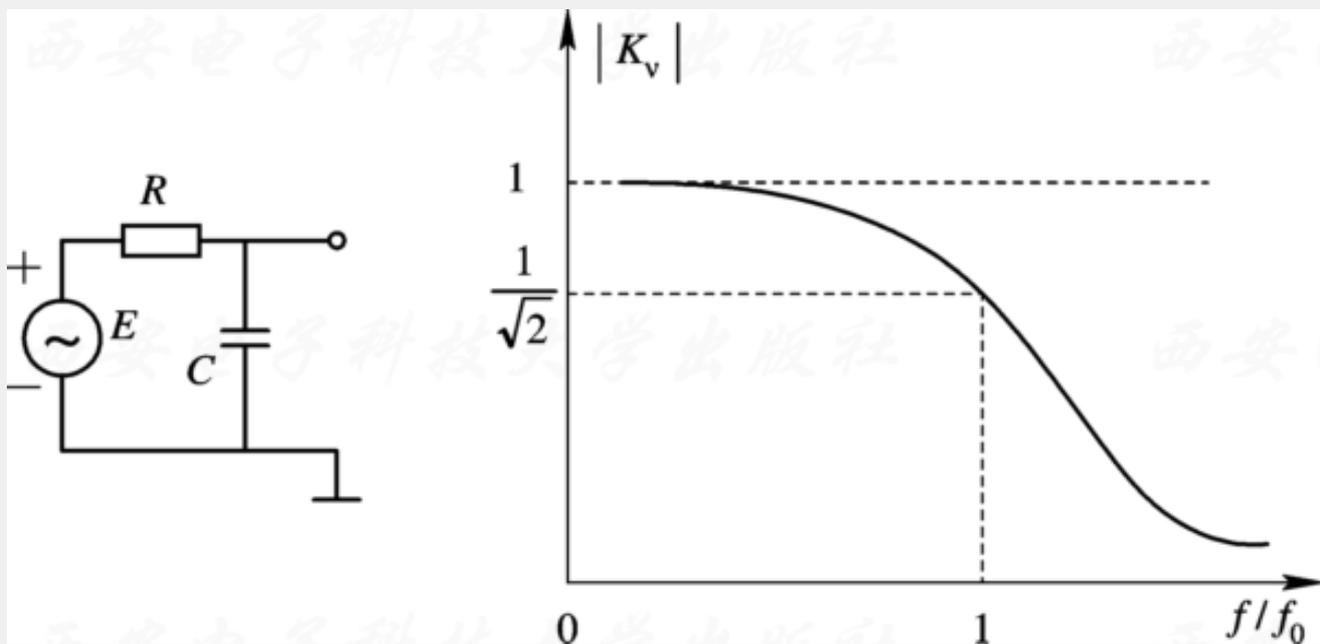


图14.6 阻容低通滤波器和幅频特性曲线

虽然阻容滤波器电路简单，但是它的缺点是明显的。其在通频带内，增益随着频率的增大而下降。所以，为了改善在上界频率附近的频响特性，通常可以采用有源滤波，如图14.7所示的电路。

该电路中，电信号经过阻容低通滤波器后，经过同相放大，一部分通过电阻反馈到同相输入端。该低通滤波器的高端的频响有较好的改善。它的传输函数为

$$K_{fv} = \frac{\frac{R_f}{R_1}}{(1 - \omega^2 R^2 C^2) + \left(3 - \frac{R_f}{R_1}\right) j\omega RC} \quad (14.10)$$

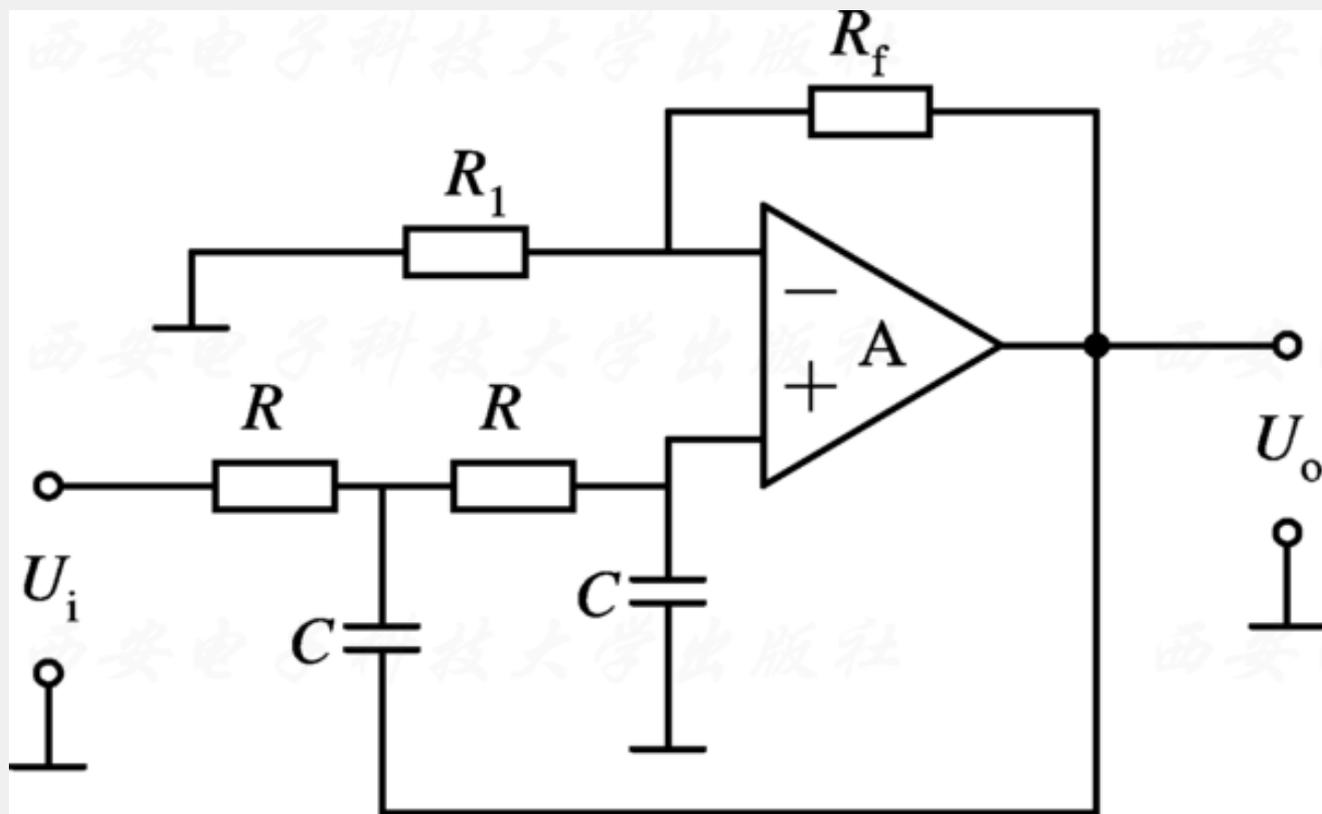


图14.7 有源低通滤波器

我们令 $f_0=1/(2\pi RC)$, $Q=1/(3-K_A)$, $K_A=R_f/R_1$, 所以

$$K_{fv} = \frac{K_A}{\left[1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right] + j\left(\frac{1}{Q}\right)\left(\frac{f}{f_0}\right)} \quad (14.11)$$

其幅频特性曲线, 如图14.8所示。

其中, K_A 必须小于3, 否则会引起自激振荡。

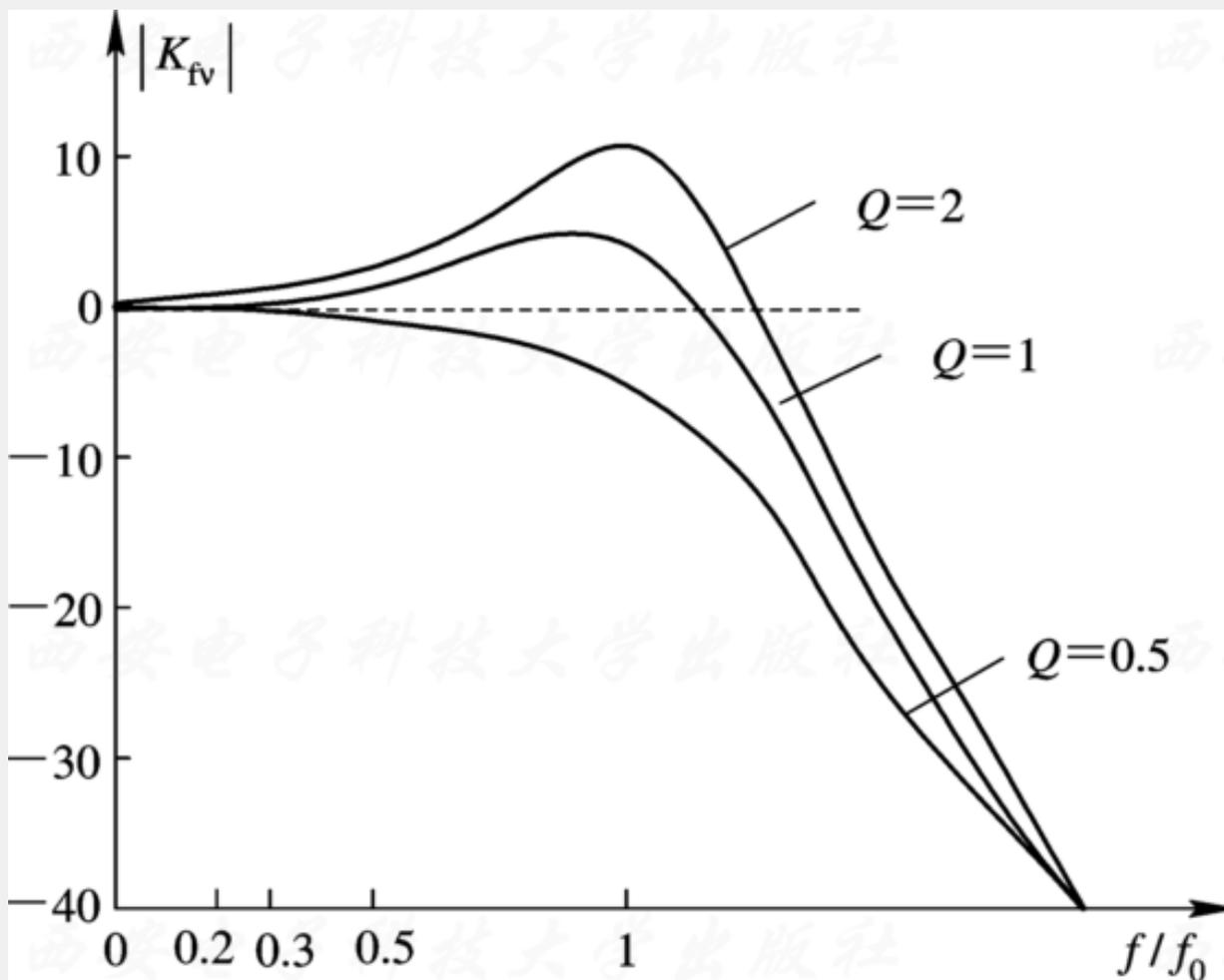


图14.8 有源低通滤波器的幅频曲线

2) 高通滤波器

与低通滤波器相反，高通滤波器用于衰减低频信号，而让频率较高的信号通过。图14.9是阻容高通滤波器和它的幅频特性。

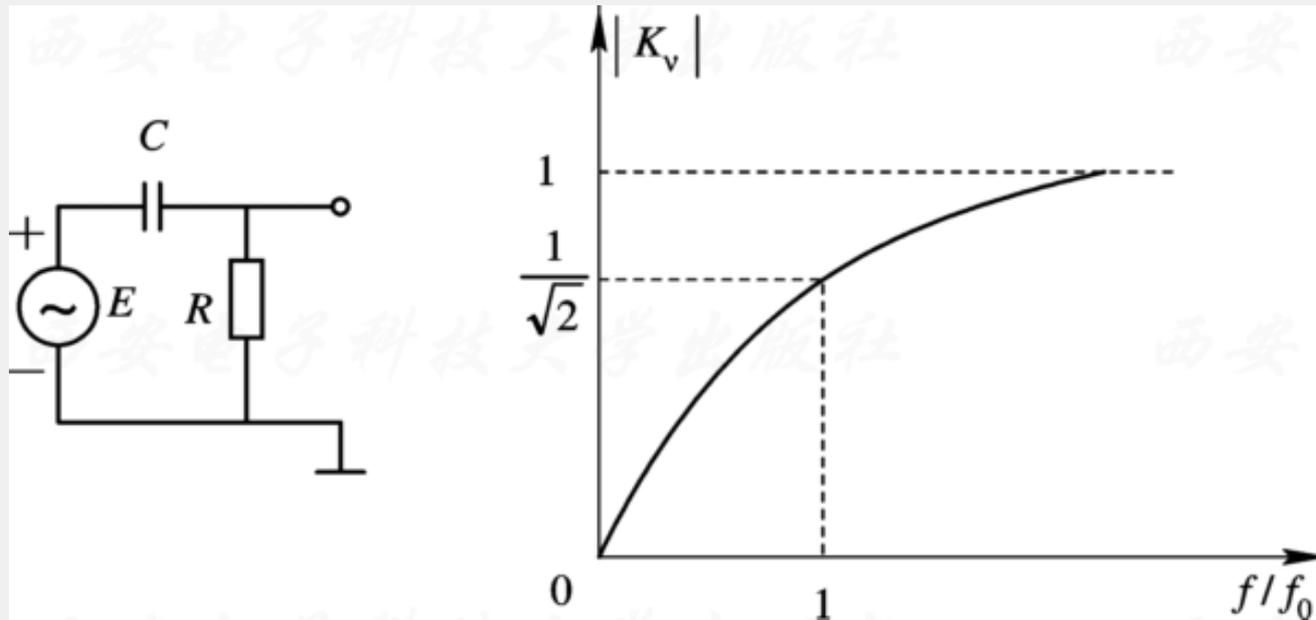


图14.9 阻容高通滤波器和特性曲线

和阻容低通滤波器相同，虽然阻容高通滤波器电路简单，但是在其通频带内，幅频特性曲线不是特别理想。增益随着频率的下降而下降。所以，为了改善其下界的频率附近的频响，可以采用如图14.10所示的电路。

该电路经过阻容高通滤波器后，经过同相放大，一部分信号通过电阻反馈到输入端。该高通滤波器的低端的频响有较好的改善。它的传输函数为

$$K_{fv} = \frac{-K_A \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}{\left[1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right] + j\left(\frac{1}{Q}\right)\left(\frac{f}{f_0}\right)} \quad (14.12)$$

其中， $f_0=1/(2\pi RC)$ ， $Q=1/(3-K_A)$ ， $K_A=R_f/R_1$ 。其幅频特性曲线，如图14.11所示。

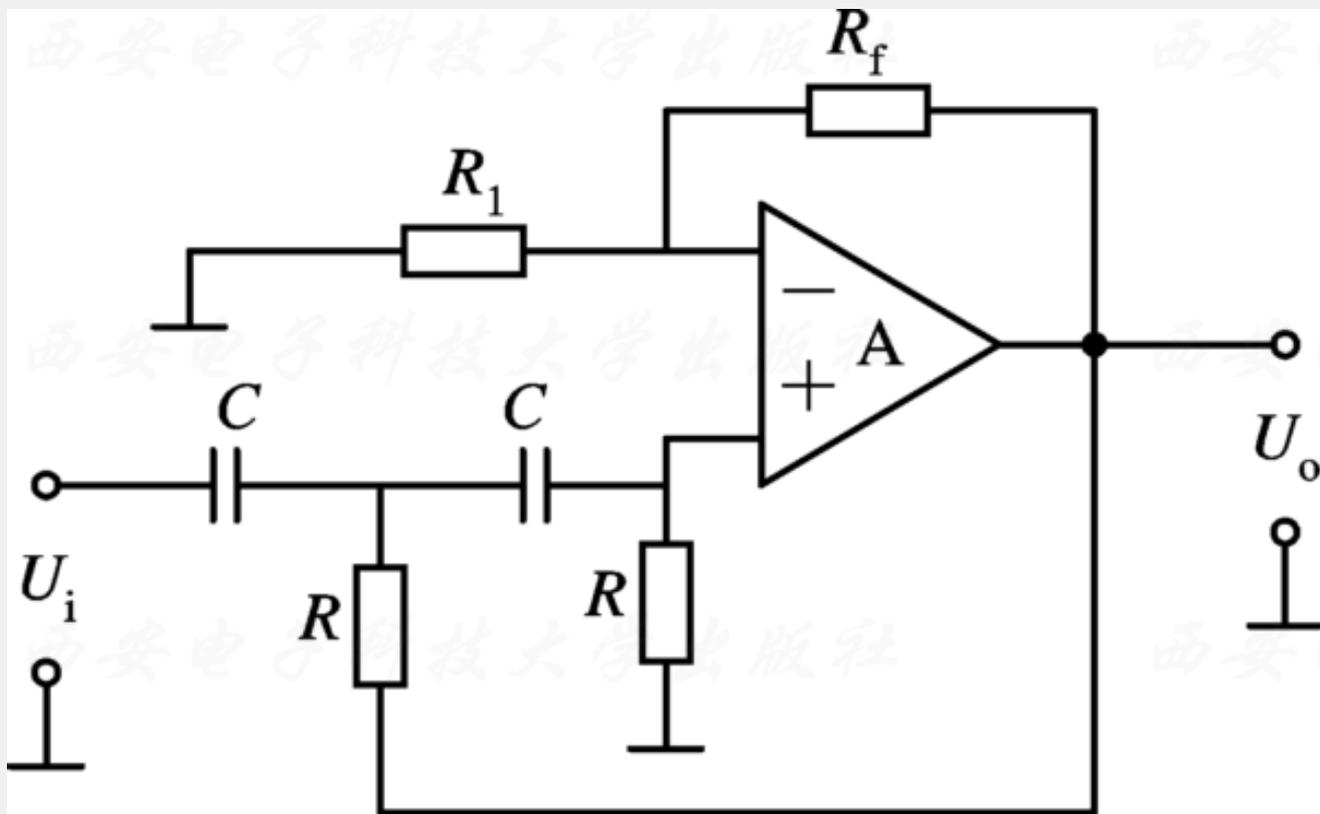


图14.10 有源高通滤波器

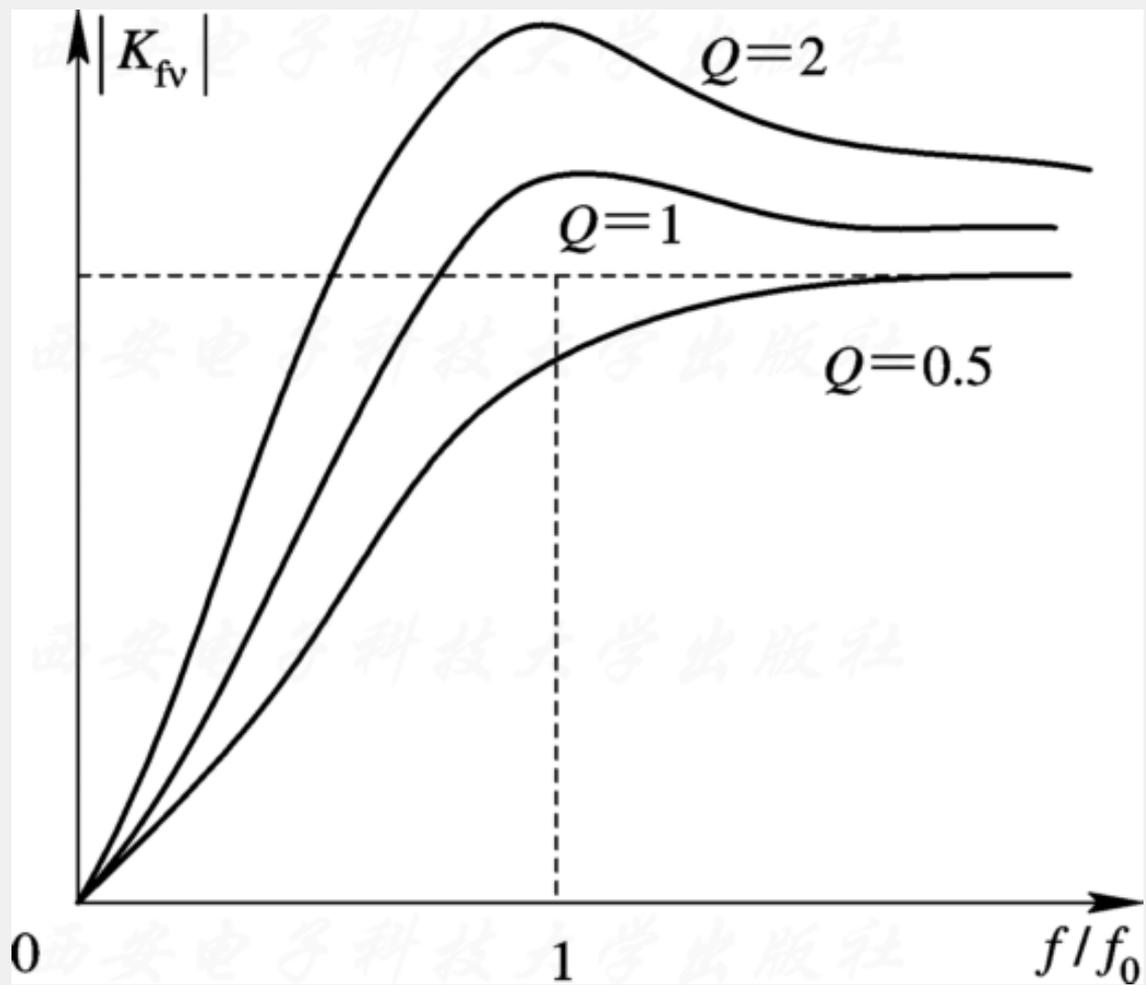


图14.11 有源高通滤波器的幅频曲线

3) 带通滤波器

带通滤波器的特点是让在某一个频率段的信号通过。图 14.12 是典型的有源带通滤波器电路。

其增益为

$$K_{fv} = K_A \frac{a}{a - K_A} \frac{1 + jQ' \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)}{1 + jQ \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)}$$

(14.14)

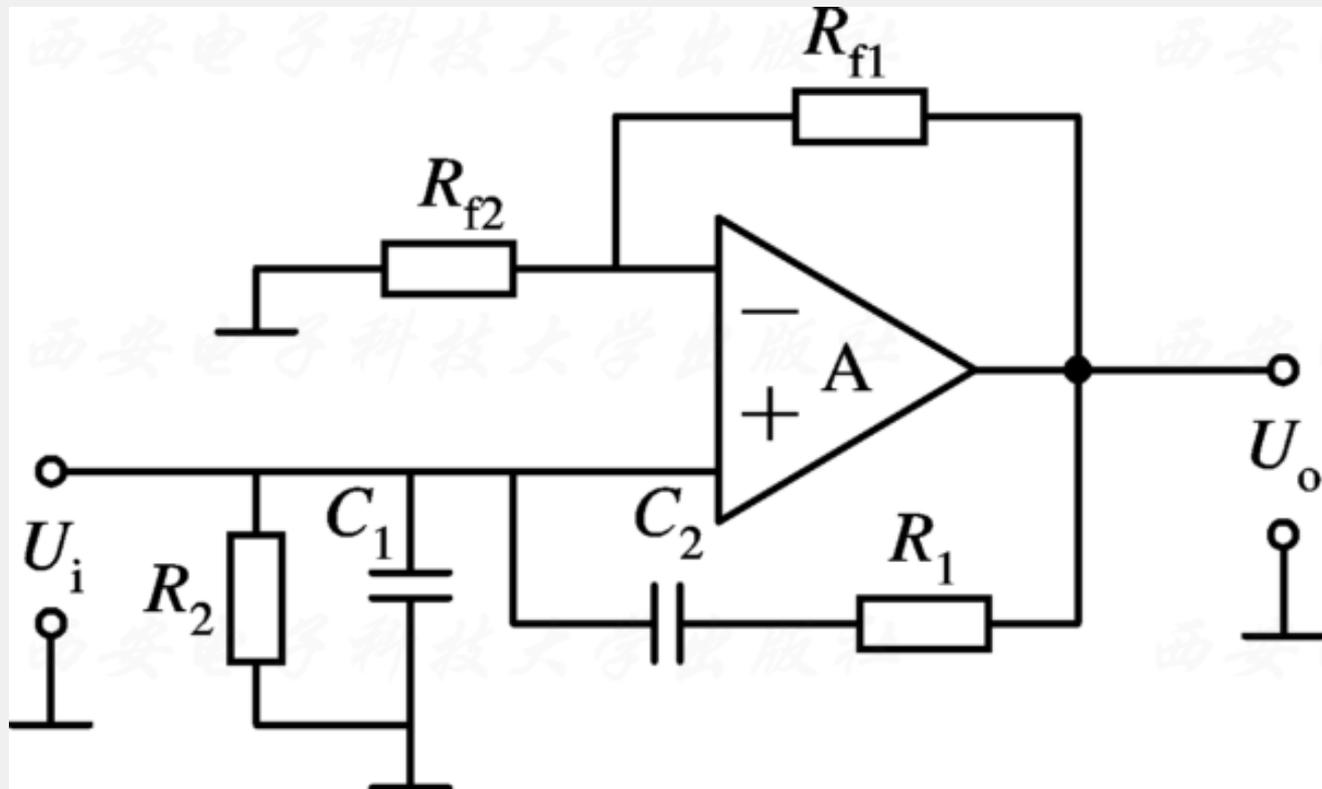


图14.12 有源带通滤波器

其中

$$a = 1 + \frac{C_1}{C_2} + \frac{R_1}{R_2}, \quad Q = \frac{1}{a - K_A} \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}}, \quad Q' = \frac{1}{a} \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}}, \quad K_A = \frac{R_{f1}}{R_{f2}}$$

其典型的幅频特性曲线如图14.14所示。

为了保证环路的稳定， $K_A < a$ 。另外，当增益 K_A 减小时， Q 增大，带宽增加；而增益越大，则带宽越窄。

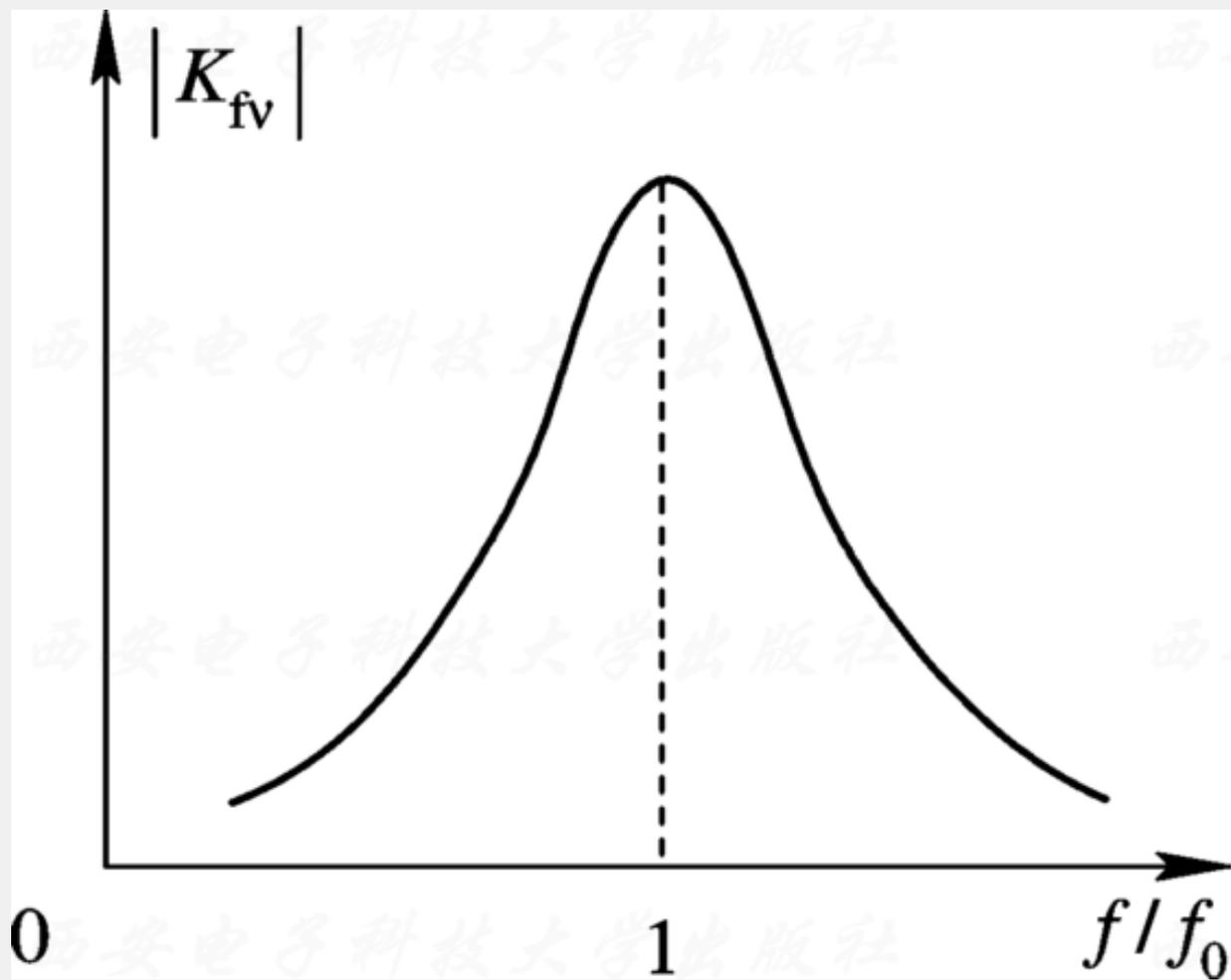


图14.14 有源带通滤波器的幅频曲线

4) 带阻滤波器

与带通滤波器相反，带阻滤波器是使某一个频段的信号被阻隔，其余部分可以通过。最典型的是双T桥带阻滤波器，如图14.14所示。其幅频特性如图14.15所示。

该电路的电压增益为

$$K_{fv} = \frac{K_A}{1 + K_A} \frac{\left(\frac{f}{f_0}\right)^2 - 1}{\left[\left(\frac{f}{f_0}\right)^2 - 1\right] - j \frac{4}{(1 + K_A) \frac{f}{f_0}}}$$

(14.14)

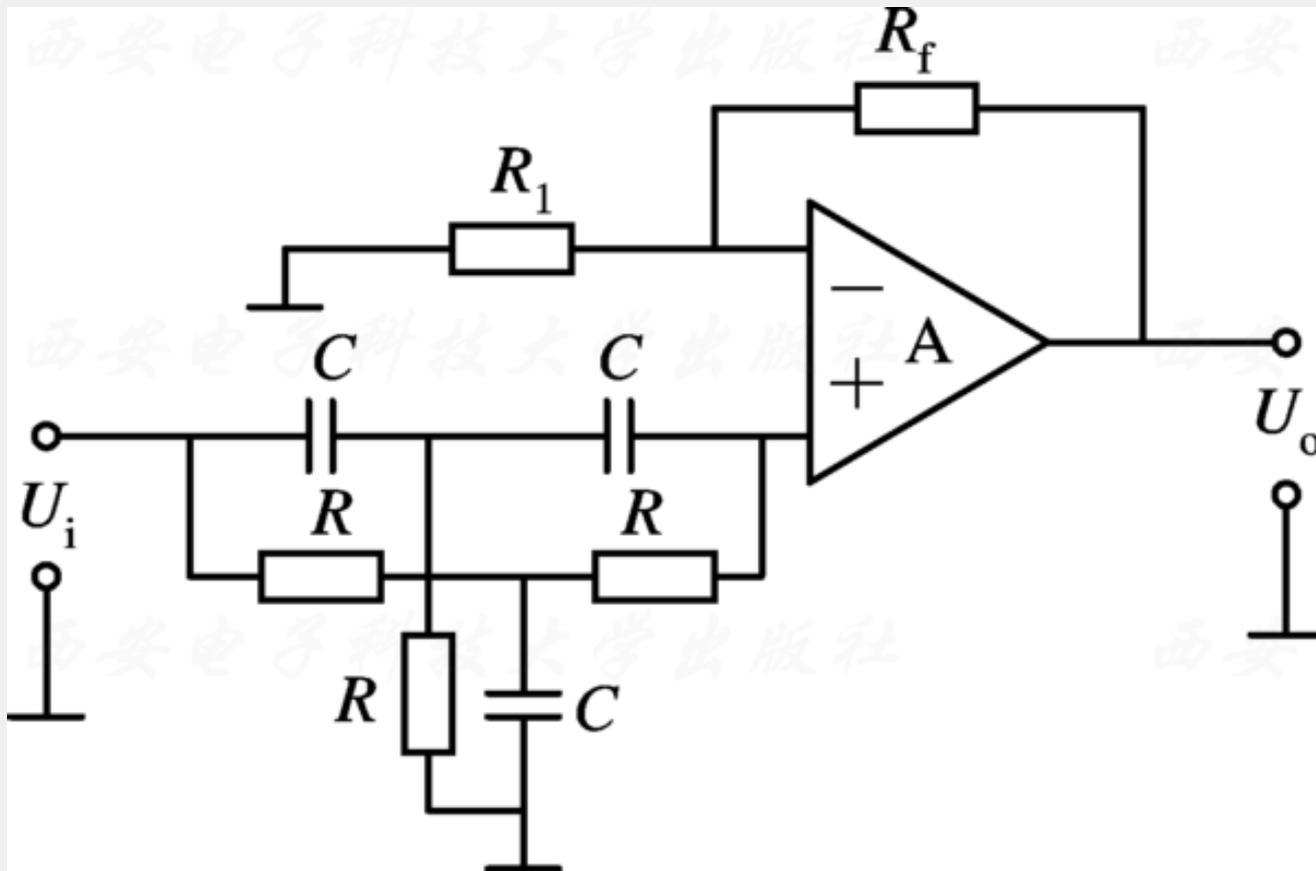


图14.14 有源带阻滤波器

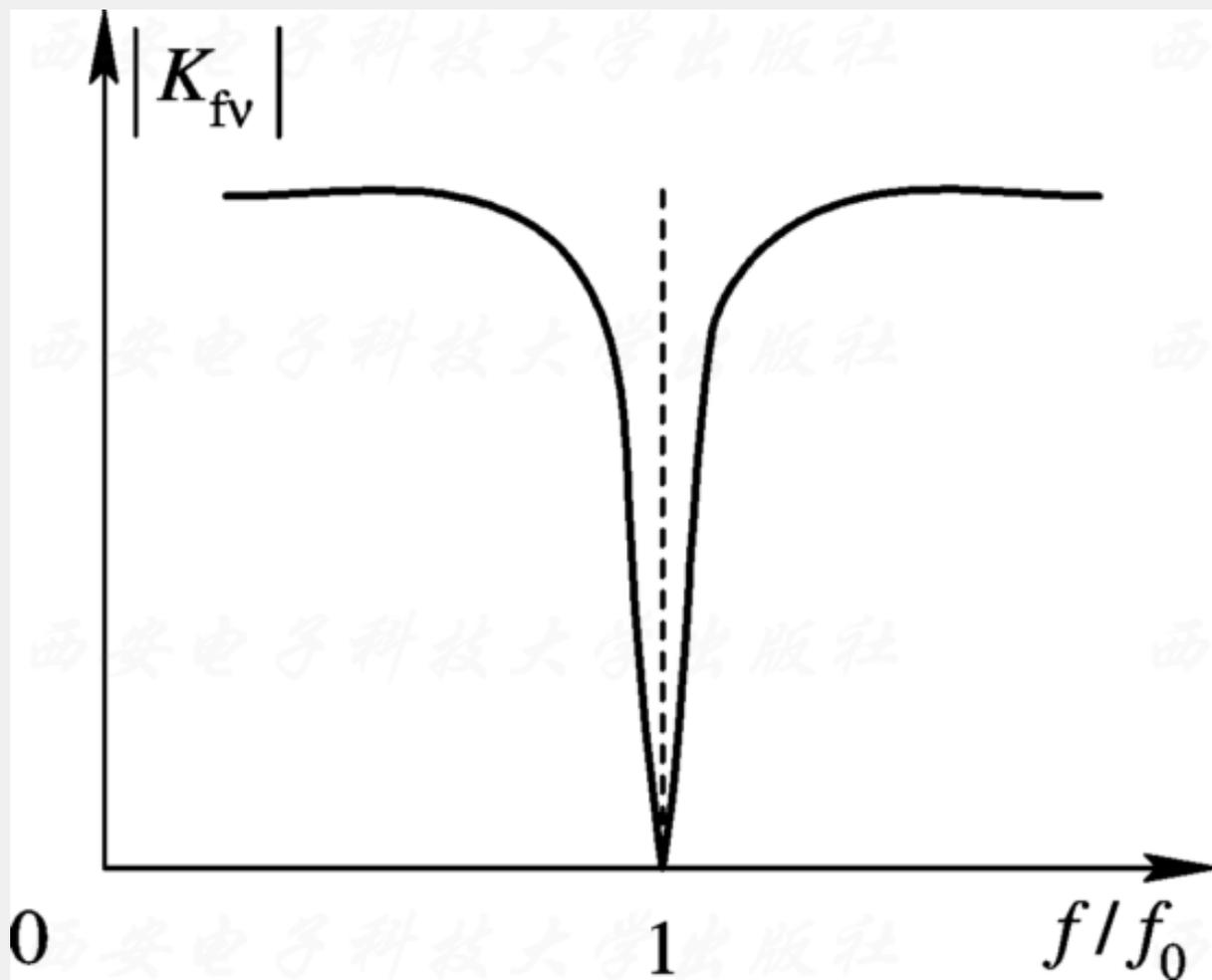


图14.15 有源带阻滤波器的幅频曲线

14.2.2 电平转换电路

对于一些采样器件，输入的电压必须限制在一定的范围内。所以，需要将电平调整为合适值。图14.16是最基本的电平转换电路。

图中的电位器 R_p 用来调整信号的电平偏移。 U_1 、 U_2 为采样器件对输入电平的上下限。选择合适的A，使得信号范围在 $U_1 \sim U_2$ 之间。 D_1 、 D_2 用于限定输入范围，起到过压保护的作用。

电平转换电路的形式是多样的，应该根据具体的要求设计。

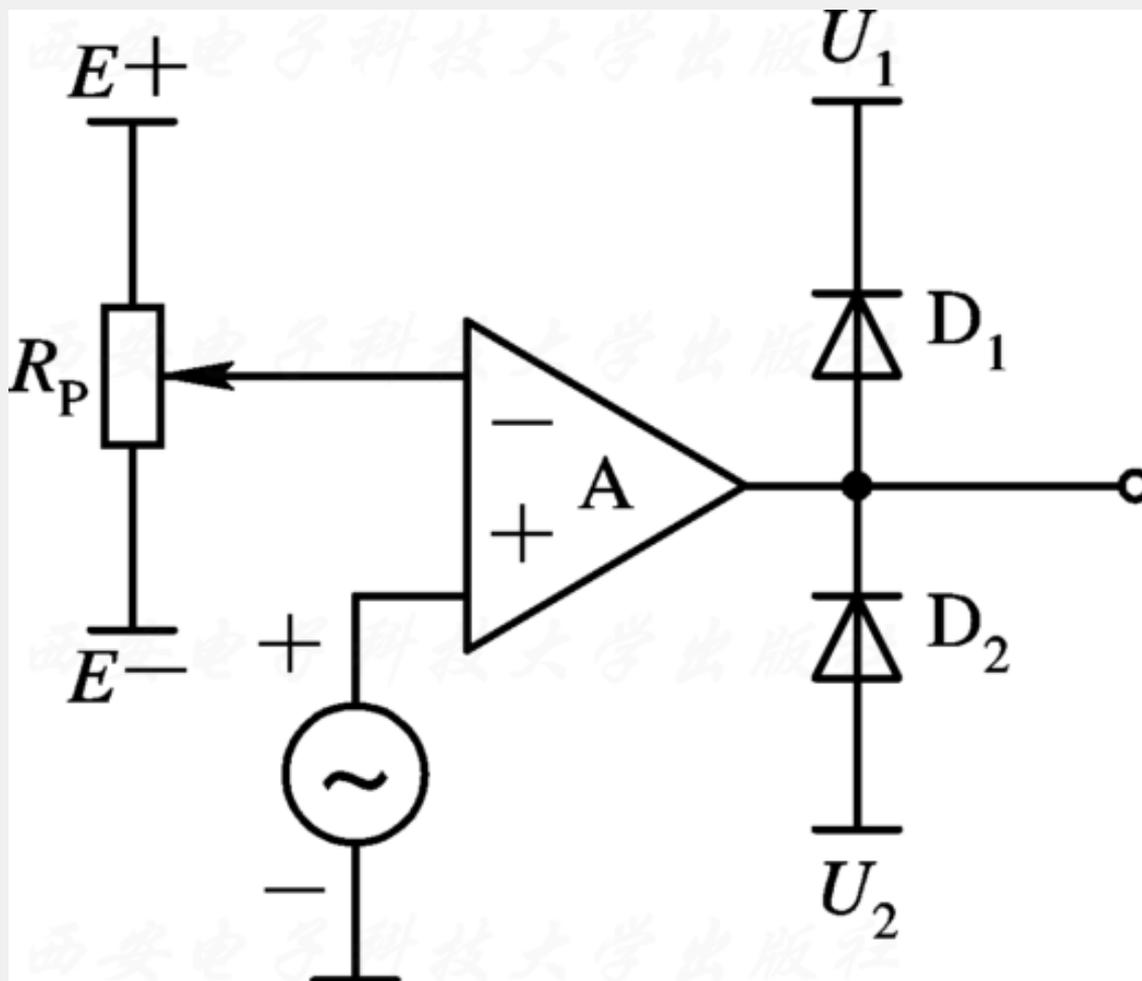


图14.16 电平转换电路

14.2.3 采样—保持电路

采样-保持电路通过逻辑指令控制，使电路对输入信号进行采样，并使电路的输出级跟踪输入量。通过保持指令，使输入量在电路中一直保留着，直到下一个新的采样指令到来。在需要对输入信号瞬时采样和存储的场合，都需要采样保持电路，如峰值检波、瞬时量的测量和模拟信号的采样电路。

采样-保持电路主要由模拟开关、电容和缓冲器组成，如图14.17所示。

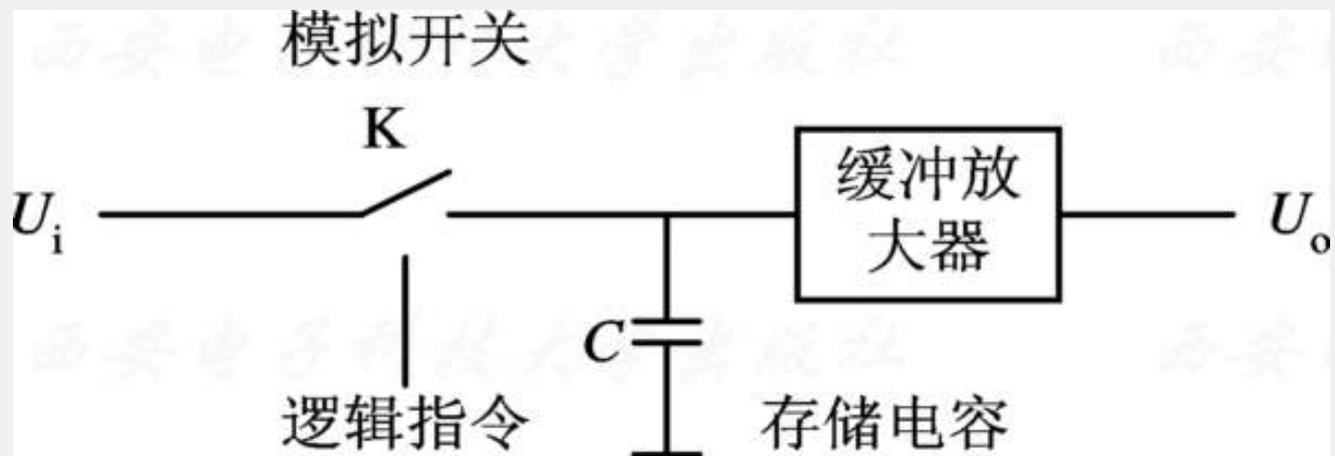


图14.17 采样保持电路原理示意图

14.2.4 A/D转换电路

⊙ A/D转换电路，是指把模拟电信号转化成为数字量的电路。根据采样的原理，可以分为双积分型、跟踪型、逐次逼近型和并列型等。在此介绍双积分型和并列型两种。

双积分型的原理如图14.18所示。开关K在时间 $0 \sim T_1$ 内，连接 K_1 侧，积分器的输出电压为 $U_o(t)$ 。可以看出

$$U_o(t) = -\frac{1}{CR} \int_0^{T_1} (-U_i) dt = \frac{U_i}{CR} T_1$$

这是一个充电的过程， T_1 为充电时间。此时比较器的输出是高电平，时钟脉冲通过与门驱动计数器。

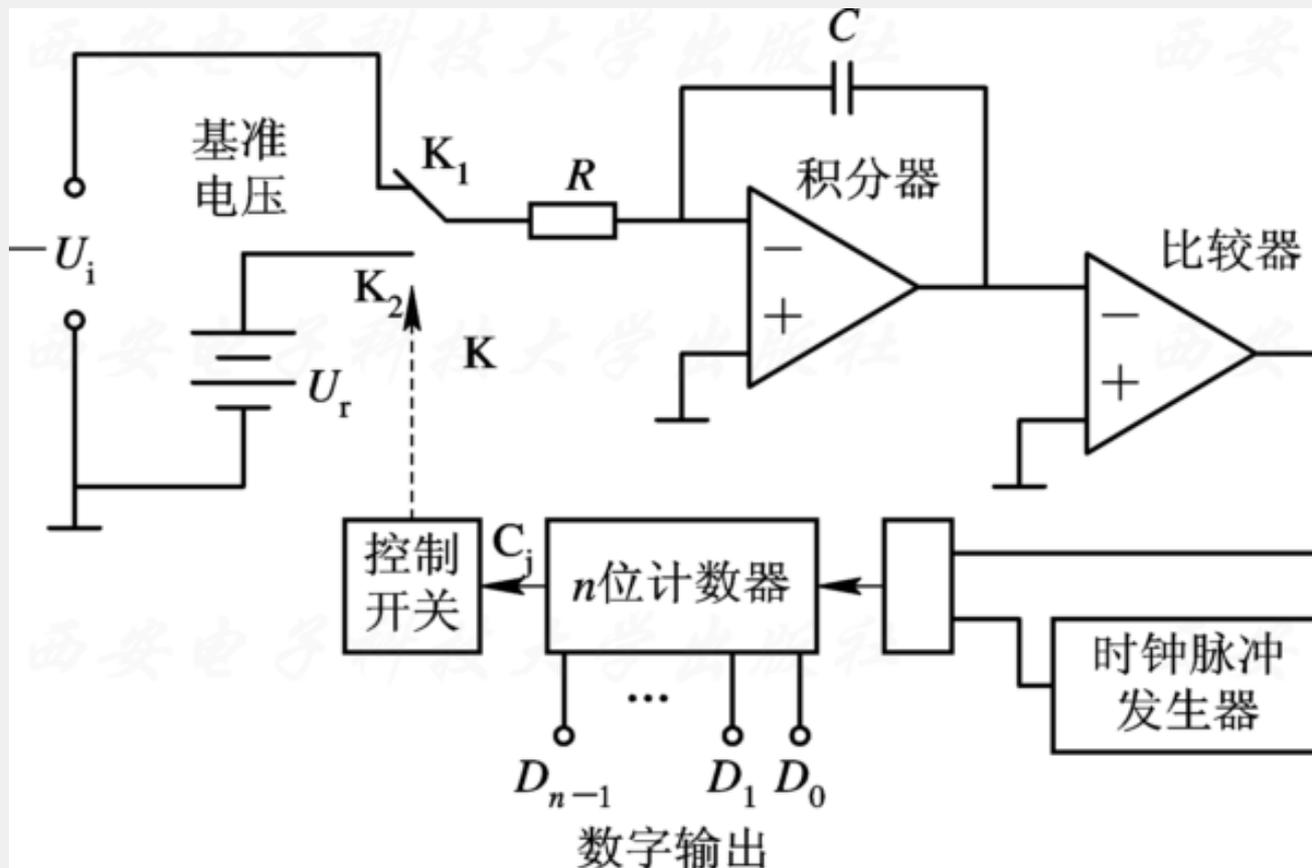


图14.18 双积分型A/D转换器原理

假设从 T_1 时刻开始，开关K连接 K_2 侧，一直到 t_1 时刻，期间由于积分器上加上基准电压 U_r ，输出电压 $U_o(t)$ 为

$$U_o(t) = \frac{U_i T_1}{CR} - \frac{1}{CR} \int_{T_1}^{t_1} U_r dt = \frac{U_i T_1}{CR} - \frac{U_r (t_1 - T_1)}{CR}$$

这是一个放电的过程，积分器的输出电压逐渐下降。

假设到了 T_2 时刻，积分器的输出电压 U_o 比0低，比较器反转，输出低电平，与门被封，计数器停止计数。即把 T_2 代入上式中的 t_1 ，有 $U_o(T_2)=0$ 。则输入电压 U_i 和基准电压 U_r 的关系为

$$U_i = \frac{T_2 - T_1}{T_1} U_r$$

开关K的倒向实际由计数器的进位位 C_j 决定。当开始时，进位位 $C_j=0$ ，开关倒向 K_1 ，当 $C_j=1$ 时，开关倒向 K_2 。计数器的进位位 C_j 从0到1的时间也就是 T_1 ，如果计时脉冲的频率 f_c 为常数，那么

$$T_1 = \frac{2^n}{f_c}$$

从 T_1 到 T_2 ，计数器的值为 N ，则

$$T_2 - T_1 = \frac{N}{f_c}$$

这样

$$U_i = \frac{NU_r}{2^n}$$

由于 U_r 是基准电压，其值是已知的， N 由计数器计出，因此 U_i 可以求出。

虽然双积分型A/D转换器需要较长的时间，但是如果 U_r 精度取得较高，计数器的位数足够高，双积分型A/D可以得到较高的精度。 U_o 和 t 的关系如图14.19所示。

并列型的A/D转换器是常用的转换器。如图14.20所示。模拟信号通过一组比较器，获得和基准电压的各个分压的比较结果(1或0)。经过逻辑电路网络的编码，最后输出与输入的模拟电压相对应的数字量。

并列型A/D转换器进行并行工作，其时延主要是比较器和逻辑电路，所以它的转换时间很短，常用于高速转换的场合。

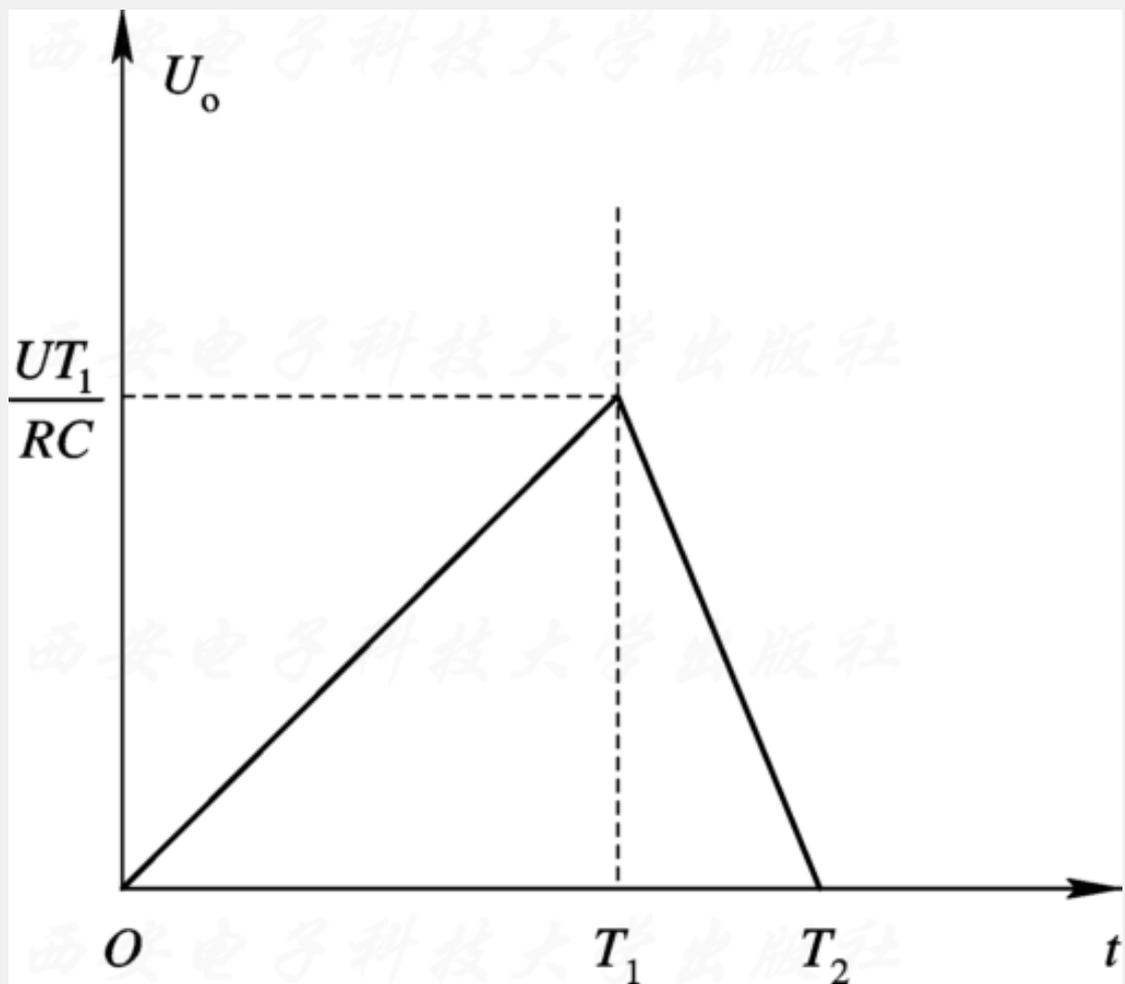


图14.19 U_o 和 t 的关系

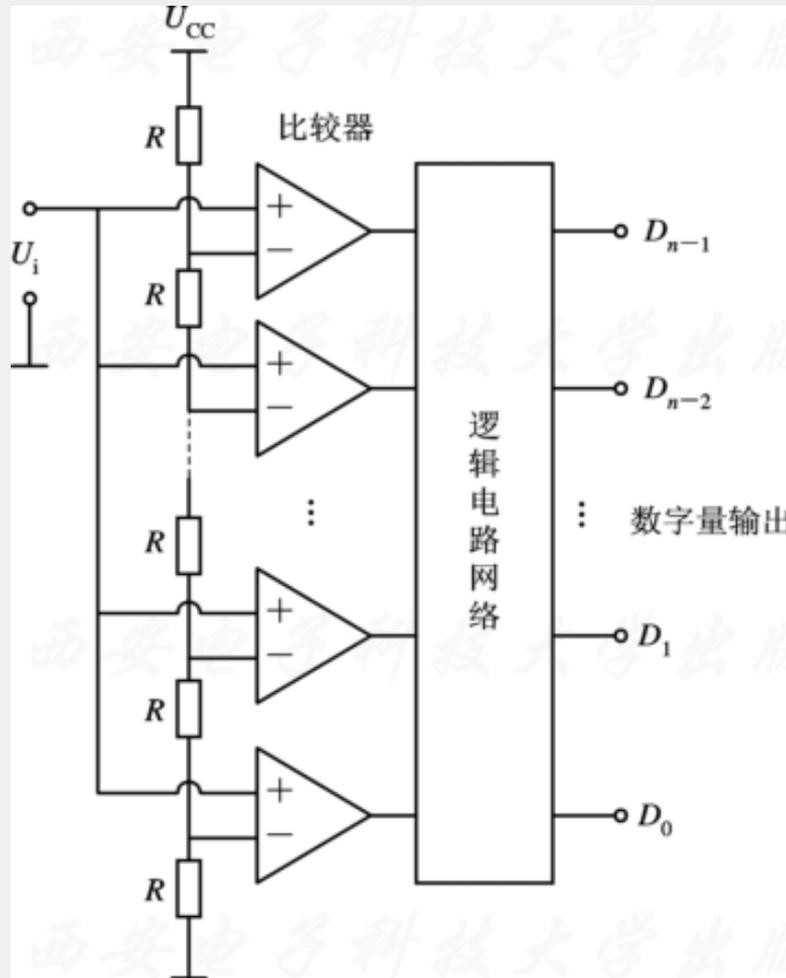


图14.20 并列型A/D转换器原理

14.2.5 数字信号处理器

电信号经过前放预处理后，用专门的数字信号处理芯片对信号进行处理。采样、滤波，甚至是锁相环，都可以在数字芯片里去实现。数字信号处理器的出现，给传感器电路的设计带来了极大的方便，可以使得仪器仪表体积更小，智能化程度更高。

数字信号处理器的功能强大，结构复杂，而且每一种厂家的产品用法不同，使用的时候必须遵照芯片的使用手册。在此不一一列举。



14.3 信号传输

在有些场合，传感器采集的信号需要送到远处的主控系统。为了增强传输的抗干扰能力，通常采用电流环来传输信号。有两种传输的方式，一种是模拟信号的直接传输；另一种是先把信号转变成为数字量，然后传输。电流环的最大优点是低阻的传输线对电气噪声不敏感。

模拟信号的直接传输，通过电压-电流转换的方法来实现 $U-I$ 。我们可以选用AD694或ZF2B20芯片，将电压信号转化成为电流信号。图14.21是用ZF2B20作为变送器。 

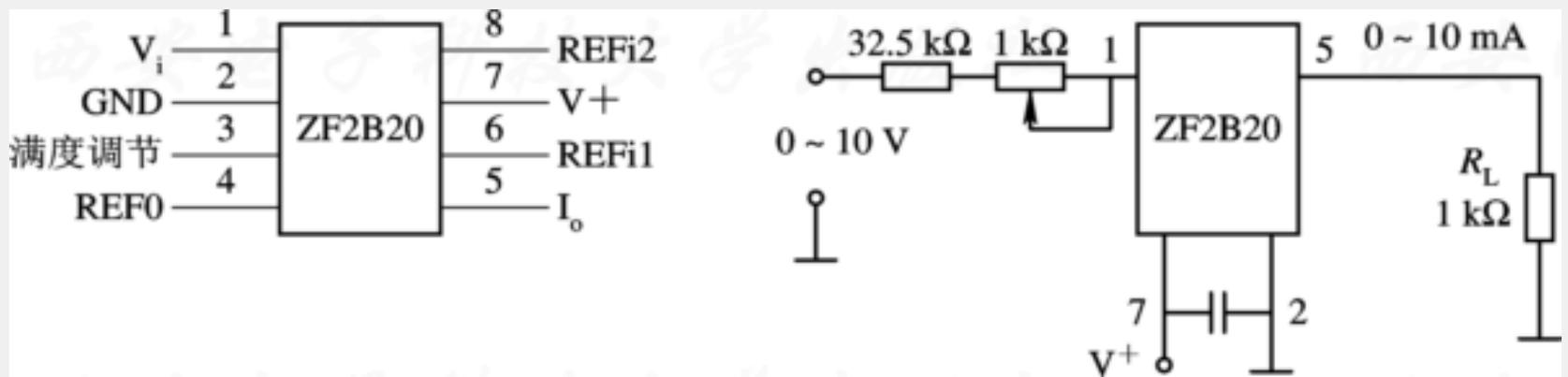


图14.21 ZF2B20的0~10 V/0~10 mA

图 14.21 中，0~10 V 电压输入后，直接转化成为 0~10 mA 的电流。在远程 R_L 上可以取出信号。其他的芯片，如 AD694 等，可以查阅相关的手册。

20 mA 电流环路是数字远程传输的常用方法，通常与光电隔离一起使用，如图 14.22 所示。🌿

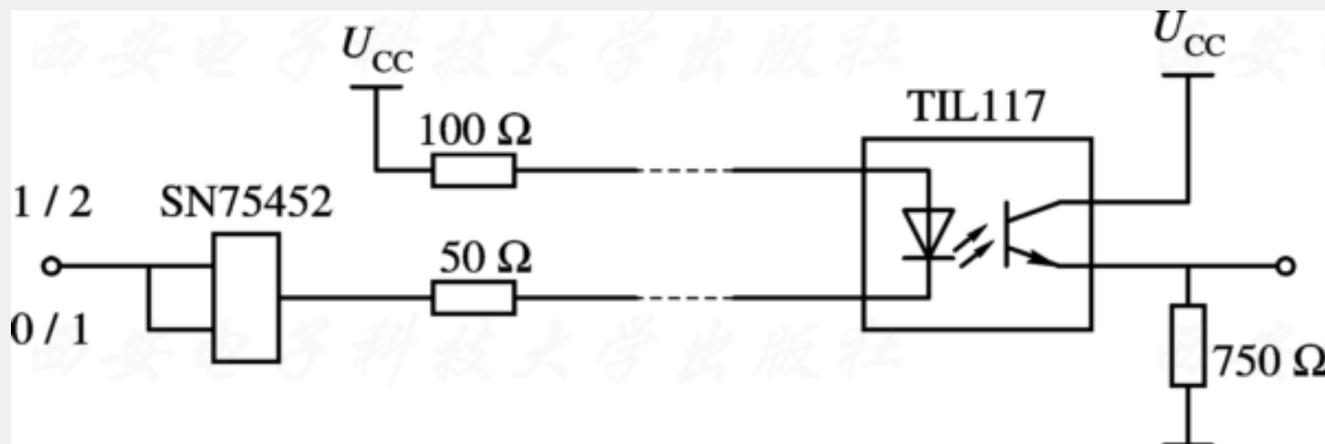


图 14.22 20 mA 电流环

SN75452是集电极开路的与非门，TIL117是常用的光电耦合器件。这是一个常用的20 mA电流环光电隔离的长线传输电路。

另一种数字远程传输的方法是使用调制解调器(MODEM)。将数字信号“1”和“0”转化成不同的正弦波信号。调制的方法有幅移键控ASK、频移键控FSK、相移键控PSK。其中频移键控FSK是最常用的调制方法，如图14.23所示。

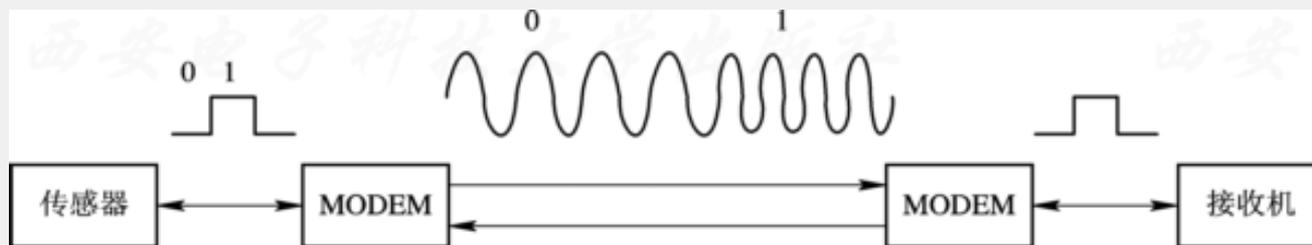


图14.23 利用调制解调器传输数据



14.4 抗干扰设计

14.4.1 电阻器

电阻根据其材料和结构特征，可以分为绕线电阻、非绕线电阻和敏感电阻器电阻。绕线电阻是用电阻丝绕在绝缘骨架上构成，有各种形状。非绕线电阻可以分为膜式电阻、实芯电阻、金属玻璃釉电阻等。敏感电阻在前面的章节已经介绍过。

电阻的干扰来自于电阻中的电感、电容效应，以及电阻本身的热噪声。不同类型的电阻的效果不同。

例如一个阻值为 R 的实芯电阻，等效于电阻 R 、寄生电容 C 、寄生电感 L 的串并联，如图14.24所示。

以上内容仅为本文档的试下载部分，为可阅读页数的一半内容。如要下载或阅读全文，请访问：<https://d.book118.com/498067044072006072>